

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

VYSOKOFREKVENČNÍ MĚŘIČ VÝKONU

DIPLOMOVÁ PRÁCE

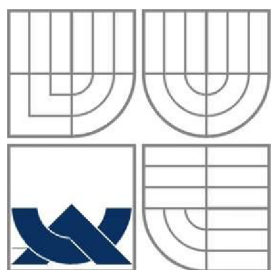
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

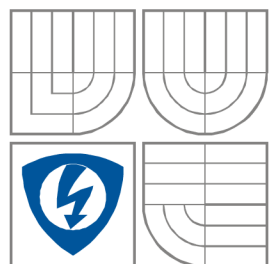
AUTHOR

Bc. ŠTĚPÁN HLAVÁČ

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

VYSOKOFREKVENČNÍ MĚŘIČ VÝKONU RF POWER METER

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

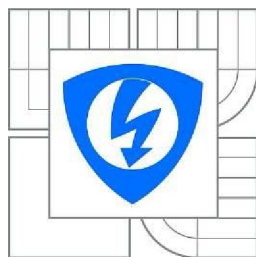
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. ŠTEPÁN HLAVÁČ

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. PETR DREXLER, Ph.D.

BRNO 2013



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Štěpán Hlaváč

ID: 109655

Ročník: 2

Akademický rok: 2012/2013

**NÁZEV
TĚMATU:** **Vysokofrekvenční měřič výkonu**

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte s principy měření výkonu elektromagnetických vln ve volném prostoru a na přenosových vedeních. Zpracujte přehlednou rešerši použitých přístupů a popište vlastnosti a oblasti použití jednotlivých metod. Zaměřte se dále na problematiku řešení ochrany vysokofrekvenčních vstupů měřicích přístrojů před poškozením vysokým výkonem a závěry zahrňte do rešerše.

Navrhněte blokové a obvodové uspořádání přístroje pro měření výkonu v oblasti jednotek GHz a úrovní od -40 dBm do 0 dBm. Vyberte vhodné komponenty pro realizaci přístroje. Navrhněte jeho řídicí, ovládací a zobrazovací část. Diskutujte a případně navrhněte vhodnou ochranu vstupu. Dle provedeného návrhu realizujte vysokofrekvenční měřič výkonu se zadanými parametry. Vytvořte případný ovládací software přístroje. Ověřte parametry realizovaného zařízení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] CARR, J. J. Practical radio frequency test and measurement: a technician's handbook.
New York:Elsevier, 2002.

[2] HONTORIA, J. A 10 MHz to 6 GHz Power Meter. QEX, A Forum for Communications
Experimenters. 2011, no. 4, p. 17-21.

Termín zadání: 11. 2. 2013

Termín odevzdání: 24. 5. 2013

Vedoucí práce: doc. Ing. Petr Drexler, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Výzkum realizovaný v rámci této diplomové práce byl finančně podpořen projektem CZ.1.07/2.3.00/20.0007 **Wireless Communication Teams** operačního programu **Vzdělávání pro konkurenceschopnost**.



INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Finanční podpora byla poskytnuta Evropským sociálním fondem a státním rozpočtem České republiky.

Tento příspěvek vzniknul za podpory projektu CZ.1.07/2.3.00/20.0007 WICOMT, financovaného z operačního programu Vzdelávání pro konkurenceschopnost



INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

ABSTRAKT

Tento projekt popisuje různé principy měření výkonu elektromagnetických vln ve volném prostoru a na vedení. Pro každou metodu jsou uvedeny používané senzory a jejich reálné parametry. Je zde proveden rozbor ochrany vysokofrekvenčních vstupů měřících přístrojů. Je zde vybrána nejvhodnější metoda a ochrany vstupu pro realizaci.

Je zde proveden rozbor návrhu sekundární ochrany vysokofrekvenčního vstupu. Ochrana vstupu je realizována a změřena. Je vybrána vhodná metoda měření a senzor pro měření výkonu. Je zde navrženo blokové a obvodové schéma měřiče výkonu. Podle navrhnuté koncepce je realizován měřicí přístroj pro měření výkonu. Během realizace jsou měřeny jeho dílčí vlastnosti. V závěrečné části je změřena jeho přesnost a provedeno zhodnocení výsledků.

KLÍČOVÁ SLOVA

Elektromagnetická vlna, volné prostředí, vedení, metoda měření, výkon, impedanční přizpůsobení, poměr stojatých vln, útlum, frekvence, ochrana, atenuátor, mikropáskové vedení, omezovač, MCU, diodový detektor, USB, Li-ion, nabíjení baterie, vložený útlum, kapacitní klávesnice, grafický displej, nelineární frekvenční závislost.

ABSTRACT

This master's thesis describes various principles of measurement of electromagnetic waves in a free space and on a line. Used sensors and their real parameters are given for every method. The analysis of protections of high-frequency inputs of measuring instruments is done here and the most suitable method and protections of input for realization are chosen. The analysis of design of secondary protection of high-frequency input is done in this project.

The protection of input is realized and measured. The suitable method of measurement is chosen as well as the sensor for measurement of power. The block diagram and circuit diagram of the meter of power are designed. According to designed conception the measuring instrument for measurement of power is realized and its single qualities are measured during the realization. In the final part its precision is measured and the evaluation of results is done.

KEYWORDS

Electromagnetic wave, free environment, leadership, measurement method, power, impedance matching, standing wave ratio, attenuation, frequency protection, attenuator, microstrip line, limiter, MCU, diode detector, USB, Li-ion, battery charging, insertion loss, capacitive the keyboard, graphic display, non-linear frequency dependence.

HLAVÁČ, Š. *Vysokofrekvenční měřič výkonu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 82 s., 30 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Petr Drexler, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou semestrální práci na téma Vysokofrekvenční měřič výkonu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené semestrální práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této semestrální práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu semestrální práce doc. Ing. Petr Drexler, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé semestrální práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	xiii
Seznam tabulek	xvii
Úvod	1
1 Elektromagnetická vlna	2
1.1 Elektromagnetická vlna obecně	2
1.1.1 Elektromagnetická vlna v časové oblasti.....	3
1.1.2 Rychlost vlny	3
1.1.3 Vlnová délka	4
1.1.4 Frekvence vlnění	4
1.1.5 Poytingův vektor	4
1.2 Šíření elektromagnetické vlny	5
1.2.1 Šíření vlny ve volném prostředí	5
1.2.2 Šíření na vedení.....	8
1.2.3 Impedanční přizpůsobení.....	10
2 Výkon	12
2.1 Stejnoseměrný výkon.....	12
2.2 Vyjádření výkonu v decibelech	12
2.2.1 Střídavý výkon	13
3 Metody měření výkonu	15
3.1 Bolometrická metoda	15
3.1.1 Baretr	15
3.1.2 Termistor.....	16
3.1.3 Vícevrstvé bolometry	18
3.1.4 Zapojení bolometrických senzorů	18
3.2 Termočlávková metoda	19
3.3 Kalorimetrická metoda.....	20
3.3.1 Substituční průtokový kalorimetr.....	20
3.3.2 Absolutní průtokový kalorimetr	21

3.4	Diodové měřiče výkonu	23
3.4.1	Zpracování signálu z diodového detektoru.....	27
4	Rozbor ochrany vstupu	28
4.1	Primární ochrany	28
4.1.1	Jiskřiště	28
4.2	Sekundární ochrany	31
4.2.1	Varistor	31
4.2.2	Diodové omezovače	32
4.2.3	Útlumové články	35
5	Hardwarová koncepce	39
5.1	Ochrana vstupu	39
5.1.1	Návrh sekundární ochrany	39
5.2	Senzor pro měření výkonu.....	47
5.2.1	Vybraný diodový detektor	47
5.3	Vstupní díl jako celek.....	49
5.3.1	Mechanická konstrukce	49
5.3.2	Měření vstupního dílu.....	50
5.4	MCU.....	53
5.5	Displej a indikace.....	54
5.5.1	Displej.....	54
5.5.2	Indikace.....	56
5.6	USB komunikace	58
5.6.1	USB obecně	58
5.6.2	Způsoby realizace.....	61
5.6.3	Nejvhodnější způsob realizace.....	62
5.7	Uživatelské rozhraní.....	62
5.7.1	Realizace kapacitní klávesnice.....	63
5.7.2	SPI komunikace	65
5.8	Napájení.....	67
5.8.1	Napájení ze sítě ~ 230 V a nabíjení baterie	67
5.8.2	Napájení z rozhraní USB	71
5.9	Přístrojová krabice	72
6	Výpočet výkonu	72

7 Software	75
7.1 Popis funkcí	75
8 Ověřující měření	77
9 Závěr	77
Literatura	79
Seznam symbolů, veličin a zkratk	81
Seznam příloh	83

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1. Spektrum elektromagnetických vln [1]	2
Obrázek 2. Elektromagnetická vlna	2
Obrázek 3. Rovinná vlna	5
Obrázek 4. Řez vlnoplochami válcové vlny	6
Obrázek 5. Kulová vlna	7
Obrázek 6. Vlnovodné struktury	8
Obrázek 7. Schéma zapojení pro měření výkonu	12
Obrázek 8. Okóvaný sinusový průběh signálu	14
Obrázek 9. Drátová konstrukce baretru	16
Obrázek 10. Konstrukce baretru se slídovou destičkou	16
Obrázek 11. Schematická značka termistoru se záporným teplotním koeficientem	16
Obrázek 12. Konstrukce termistorů	17
Obrázek 13. Konstrukční provedení koaxiální termistorové měřící hlavice	17
Obrázek 14. Konstrukční provedení termistorové měřící hlavice	18
Obrázek 15. Typické zapojení samovyvažovacího můstku s bolometrickými senzory s kompenzací okolní teploty	19
Obrázek 16. Konstrukce termočlánu dvěma kovy	19
Obrázek 17. Blokové schéma zapojení substitučního průtokového kalorimetru	21
Obrázek 18. Blokové schéma absolutního průtokového kalorimetru	22
Obrázek 19. Ilustrační V-A charakteristika schottkyho ZBS diody	23
Obrázek 20. Úplný náhradní obvod diody detektoru	24
Obrázek 21. Schéma zapojení širokopásmového sériového diodového detektoru	25
Obrázek 22. Průběh napětí na vstupu a výstupu diodového detektoru [4]	26
Obrázek 23. Závislost výstupního napětí na vstupním výkonu a frekvenci, měřené na reálném detektoru s úpravou signálu ZX47-60+ [5]	26
Obrázek 24. Konstrukce koaxiálního diodového detektoru se směrovým vazebním členem [6]	27
Obrázek 25. Blokové schéma pro vyhodnocení signálu z diodového detektoru	27
Obrázek 26. Kaskáda ochrany vstupů	28
Obrázek 27. Schematická značka jiskřiště	28
Obrázek 28. Typické zapojení jiskřiště	29

Obrázek 29. Obecná V-A charakteristika jiskřiště [7]	29
Obrázek 30. Vliv jiskřiště na signál	30
Obrázek 31. Konstrukce jiskřiště s nestíněnými vodiči [7].....	30
Obrázek 32. Konstrukce jiskřiště s koaxiálními vodiči v "zapáleném" stavu [8].....	30
Obrázek 33. Schematická značka varistoru.....	31
Obrázek 34. V-A charakteristika varistoru.....	31
Obrázek 35. Vliv varistoru na signál.....	32
Obrázek 36. Schematické zapojení negativního diodového omezovače.....	32
Obrázek 37. Schematické zapojení pozitivního diodového omezovače	33
Obrázek 38. Schematické zapojení pozitivního a negativního omezovače.....	33
Obrázek 39. Schéma zapojení pozitivního diodového omezovače s předpětím.....	33
Obrázek 40. Průběhy na různých omezovačích s diodou BAT 17 a $f=1$ GHz (odshora), 1) Vstupní signál, 2) Výstupní signál negativního omezovače, 3) Výstupní signál pozitivního omezovače, 4) Výstupní signál negativního a pozitivního omezovače	34
Obrázek 41. Průběh vstupního a výstupního signálu na pozitivním diodovém omezovači s předpětím 5V	34
Obrázek 42. Zapojení PI článku.....	35
Obrázek 43. Zapojení T článku.....	36
Obrázek 44. Schéma zapojení přemostěného T článku.....	37
Obrázek 45. Aktivní útlumový článek PI	38
Obrázek 46. Aktivní útlumový článek T	38
Obrázek 47. Rozdělení realizace ochrany měřiče výkonu	39
Obrázek 48. Blokové schéma sekundární ochrany	40
Obrázek 49. Výstupní poměr VSWR limiteru RLM-33+ [16].....	40
Obrázek 50. Vložené ztráty přepínače AS186-302 pro oba stavy, napájecí napětí 5 V [17].....	41
Obrázek 51. Grafická závislost útlumu na frekvenci atenuátoru PAT-15+ [18].....	41
Obrázek 52. Obvodové schéma realizované sekundární ochrany.....	42
Obrázek 53. Pokosový ohyb vedení.....	43
Obrázek 54. Fotografie realizované ochrany vstupu.....	45
Obrázek 55. Změřená grafická závislost omezení výkonu přesahující povolenou mez .	46
Obrázek 56. Změřená grafická závislost vloženého útlumu ochrany vstupu na frekvenci	46
Obrázek 57. Fotografie detektoru výkonu ZX47-60+.....	47
Obrázek 58. Grafická závislost napětí na detektoru v závislosti na vstupním výkonu ...	48

Obrázek 59. Grafická závislost napětí U_{det} na frekvenci pro zvolené hodnoty výkonů..	48
Obrázek 60. Blokové schéma vstupního dílu jako celku	49
Obrázek 61. Mechanické provedení vstupního dílu vf. měřiče výkonu.....	50
Obrázek 62. Změřená grafická závislost napětí na detektoru na měřeném výkonu, s vyřazeným atenuátorem.	51
Obrázek 63. Grafická závislost napětí U_{det} na frekvenci pro zvolené hodnoty výkonů, s vyřazeným atenuátorem ochrany vstupu.....	51
Obrázek 64. Změřená grafická závislost napětí na detektoru na měřeném výkonu, se zařazeným atenuátorem.	52
Obrázek 65. Grafická závislost napětí U_{det} na frekvenci pro zvolené hodnoty výkonů, se zařazeným atenuátorem ochrany vstupu	52
Obrázek 66. Blokové schéma požadavků na MCU	53
Obrázek 67. Grafický LCD displej GDM12864A-FL-YBW	54
Obrázek 68. Blokové schéma grafického displeje GDM12864A-FL-YBW	55
Obrázek 69. Schéma zapojení snímače osvětlení	56
Obrázek 70. Ilustrace umístění indikace na čelním panelu	57
Obrázek 71. Typy konektorů pro standard USB 1.1 a 2.0 [14]	59
Obrázek 72. Význam vývodů klasických konektorů pro USB 1.1 a 2.0.....	59
Obrázek 73. Význam vývodů konektorů micro, mini pro USB 1.1 a 2.0	59
Obrázek 74. Schematické zapojení rozhraní USB s obvodem FT232BL DPS(USB komunikace)	62
Obrázek 75. Schéma zapojení řídicího obvodu AT42QT2100.....	63
Obrázek 76. Motiv navržených kláves	63
Obrázek 77. Čelní panel-pohled zepředu (DPS Touch panel TOP).....	64
Obrázek 78. Čelní panel-pohled zevnitř přístroje (DPS Touch panel BOTTOM)	64
Obrázek 79. Ochranná folie-pohled zepředu	64
Obrázek 80. Změřené časové průběhy SPI komunikace pomocí logického analyzátoru, D0-CHANGE, D1-SS neg., D2-DRDY, D3-SCK, D4-MOSI, D5-MISO, 1-shluk měřících burstů.	66
Obrázek 81. Detailní pohled na měřené časové průběhy SPI komunikace změřené pomocí logického analyzátoru, D0-CHANGE, D1-SS neg., D2-DRDY, D3-SCK, D4-MOSI, D5-MISO.	66
Obrázek 82. Změřené časové průběhy SPI komunikace pomocí logického analyzátoru při stisku klávesy, D0-CHANGE, D1-SS neg., D2-SCK, D3-SS neg., D4-MOSI, D5-MISO, 1-shluk měřících burstů.	67
Obrázek 83. Fotografie DPS nabíjení a jejího chlazení	68
Obrázek 84. Schematické zapojení napájení ze sítě ~ 230 V	69

Obrázek 85. Schematické zapojení nabíjení	70
Obrázek 86. Simulace zapojení určeného pro odpojování spotřebičů od baterie	70
Obrázek 87. Změřená grafická závislost odpojování baterie.....	71
Obrázek 88. Schéma přepínání zdroje napětí	71
Obrázek 89. Upravená přístrojová krabice U-KK12-213.....	72
Obrázek 90. Grafická závislost relativní chyby výpočtu na měřeném výkonu	74
Obrázek 91. Náhled na téměř všechna okna funkcí	75
Obrázek 92. Vývojový diagram měření s automatickým přepínáním atenuátoru	76
Obrázek 93. Fotografie realizovaného měřiče výkonu	78

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1. Tabulka výpočtů absolutního výkonu	13
Tabulka 2. Pravdivostní tabulka stavů pro jeden přepínač	41
Tabulka 3. Pravdivostní tabulka stavů pro celou sekundární ochranu	42
Tabulka 4. Popis vývodů použitého grafického displeje	55
Tabulka 5. Přenosové rychlosti standardů USB	58
Tabulka 6. Informace o komunikačních pinech obvodu AT42QT2100	65

ÚVOD

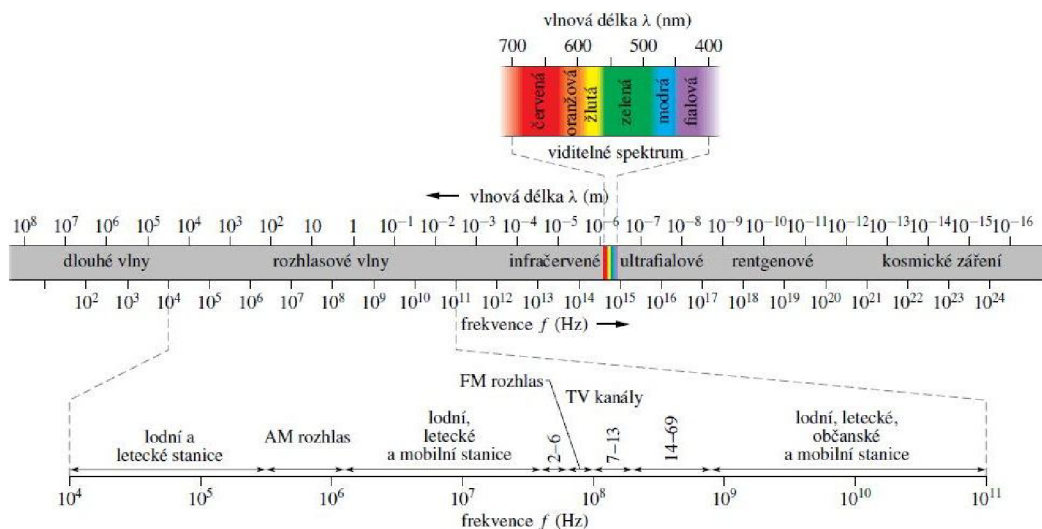
Cílem mé diplomové práce je provést rozbor principů měření výkonu elektromagnetické vlny ve volném prostoru a na přenosových vedení. Je zde zpracována řada metod měření výkonu a oblasti jejich použití. Pro každou metodu jsou uvedeny používané senzory a jejich reálné parametry. V projektu jsou dále zpracovány způsoby řešení ochrany vysokofrekvenčních vstupů měřících přístrojů před poškozením vysokým výkonem.

Dále je zde navržena hardwarová koncepce (blokové i obvodové schéma) a výběr jednotlivých komponent. Koncepce obsahuje výběr metody měření a vhodného senzoru. Navržena je i ochrana vstupu, vyhodnocení, komunikace a napájení vysokofrekvenčního měřiče výkonu. U všech částí je popsána realizace a řešení řady problému, které vyvstaly při realizaci. Během celého vývoje zařízení probíhalo měření dílčích i blokových charakteristik.

V závěru je popsána celková hardwarová koncepce, dosažené výsledky a jejich zhodnocení.

1 ELEKTROMAGNETICKÁ VLNA

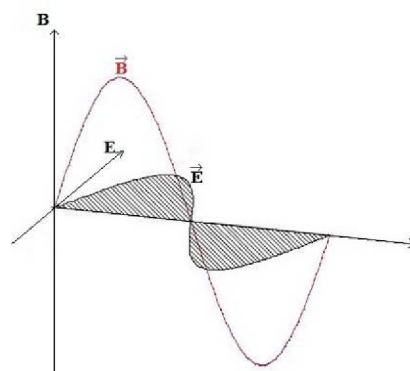
Elektromagnetická vlna je jev, při kterém se prostorem šíří postupná vlna elektrického a magnetického pole. Tuto skutečnost matematicky popsal James Clerk Maxwell v roce 1865 rovnicemi, které jsou dnes známy pod názvem Maxwellovi rovnice. Na tyto základy elektromagnetického vlnění navázal Heinrich Hertz, který objevil elektromagnetické vlnění mimo pozorovatelné spektrum. To je dnes označováno jako „radiové“ vlnění.



Obrázek 1. Spektrum elektromagnetických vln [1]

1.1 Elektromagnetická vlna obecně

Elektromagnetická příčná vlna je tvořena elektrickou E a magnetickou B složkou pole. Tyto dvě složky jsou vždy navzájem kolmé a také kolmé na směr šíření elektromagnetického vlnění. Vektorový součin E a B udává směr šíření elektromagnetické vlny. Pokud je toto vlnění harmonické, tak mají obě složky pole stejnou frekvenci a nulovou fázi.



Obrázek 2. Elektromagnetická vlna

1.1.1 Elektromagnetická vlna v časové oblasti

Elektromagnetická vlna v časové oblasti je popsána následujícími rovnicemi [1]:

$$E = E_m \cdot \sin(k \cdot x - \omega \cdot t) \quad [V/m], \quad (1)$$

$$B = B_m \cdot \sin(k \cdot x - \omega \cdot t) \quad [V/m], \quad (2)$$

kde je:

- amplitudy složek elektromagnetického pole E_m, B_m [V],
- vlnové číslo (vlnový vlnočet) k [m^{-1}],
- úhlová frekvence ω [rad/s],
- poloha na ose x ,
- čas t [s].

1.1.2 Rychlost vlny

Je definována jako vzdálenost v metrech, kterou urazí vlna za dobu 1 s. Rychlost vlny je popisována několika způsoby.

Rychlost vlny v vyjádřená z rovnice pro časovou oblast [1]:

$$v = \frac{\omega}{k} = \frac{E_m}{B_m} = \frac{E}{B} \quad [m/s], \quad (3)$$

kde je:

- úhlová frekvence ω [rad/s],
- vlnové číslo (vlnový vlnočet) k [m^{-1}],
- amplitudy složek elektromagnetického pole E_m, B_m [V],
- okamžité hodnoty složek elektromagnetického pole E, B [V/m].

Rychlost vlny c ve vakuu:

Popisuje rychlost elektromagnetického vlnění ve vakuu. Tato rychlost se používá pro zjednodušení téměř všech výpočtů s elektromagnetickým vlněním v prostředí vyplněného vzduchem.

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}} \quad [m/s], \quad (4)$$

kde je:

- permeabilita vakua μ_0 [N/A^2],
- permitivita vakua ϵ_0 [F/m].

Rychlost vlnění ve vakuu má tedy hodnotu 299792458 m/s [1], pro další zjednodušení běžných výpočtů se používá zaokrouhlení na hodnotu $3 \cdot 10^8$ m/s.

1.1.3 Vlnová délka

Vlnová délka popisuje jaká je vzdálenost kmiten složek elektromagnetického harmonického pole. Kmitna je místo vlnění s maximální amplitudou.

$$\lambda = \frac{2 \cdot \pi}{k} \quad [m], \quad (5)$$

kde je:

-vlnové číslo (vlnový vlnočet) k [m^{-1}].

1.1.4 Frekvence vlnění

Frekvence f popisuje množství kmiten (maxim) nebo uzlů (minim) v elektromagnetické vlně, které se vyskytnou v čase t o velikosti 1s.

Frekvence je dána vztahem:

$$f = \frac{c}{\lambda} \quad [Hz], \quad (6)$$

kde je:

-rychlost šíření vlny ve vakuu c [m/s],

-vlnová délka λ [m].

1.1.5 Poytingův vektor

Poytingův vektor definuje jaká energie elektromagnetického vlnění je přenášena na jednotku plochy.

Velikost Poytingova vektoru je dána vztahem:

$$S = \frac{1}{\mu_0} \cdot E \cdot B \quad [W / m^2], \quad (7)$$

kde je:

-permeabilita vakua μ_0 [N/A^2],

-okamžité hodnoty složek elektromagnetického pole E, B [V/m].

1.2 Šíření elektromagnetické vlny

Elektromagnetické vlnění se od svého zdroje k příjemci může šířit přes různé prostředí. Dále budou rozebrány dvě základní formy šíření a to šíření vlny volným prostorem a po vedení.

1.2.1 Šíření vlny ve volném prostředí

Šíření vlny ve volném prostoru si lze představit jako přenos „informace“ mezi vysílací a přijímací anténou. Pro zjednodušení této problematiky se při základních výpočtech uvažuje linearita a izotropnost volného neomezeného prostředí. Pokud by toto zjednodušení nebylo uvažováno, musely by být brány v úvahu dopady vlivu nehomogenity jako odraz, rozptyl a difrakce vlnění. Odražené (rozptýlené a difrakční) vlnění se superponuje s přímými vlnami. V extrémních případech pak může docházet k destruktivním či konstruktivním interferencím vlnění.

Vlny, které se ve volném prostředí šíří, mohou být rozděleny dle tvaru vlnoplochy na rovinné, válcové a kulové.

Rovinná vlna

Rovinná vlna je definována rovinnou vlnoplochou. Pokud je „malá“ část vlny pozorována ve velké vzdálenosti od zdroje, může být považována za rovinnou.

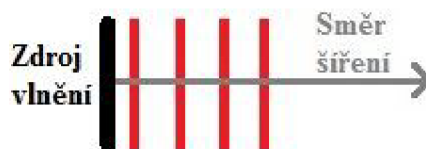
Výkon rovinné vlny je popsán Poytingovým vektorem.

Vlnová impedance prostředí pro rovinnou vlnu:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad [\Omega] \quad [2], \quad (8)$$

kde je:

- komplexní permitivita prostředí $\epsilon \sim$ [F/m]
- permeabilita μ [N/A²].



Obrázek 3. Rovinná vlna

Válcová vlna

Válcová vlna je definována válcovou vlnoplochou. Za zdroj této vlny může být považován nekonečně dlouhý vodič protékáný vysokofrekvenčním signálem.

Vlnová impedance prostředí pro válcovou vlnu:

$$Z_0 = \frac{E}{B} \quad [\Omega] [2], \quad (9)$$

kde je:

-okamžité hodnoty složek elektromagnetického pole E, B [V/m].

Výkon válcové vlny je popsán:

$$P_\Sigma = \frac{1}{2} \cdot \frac{E^2}{Z_0} \cdot 2 \cdot \pi \cdot r \cdot z = konst \quad [W] [2], \quad (10)$$

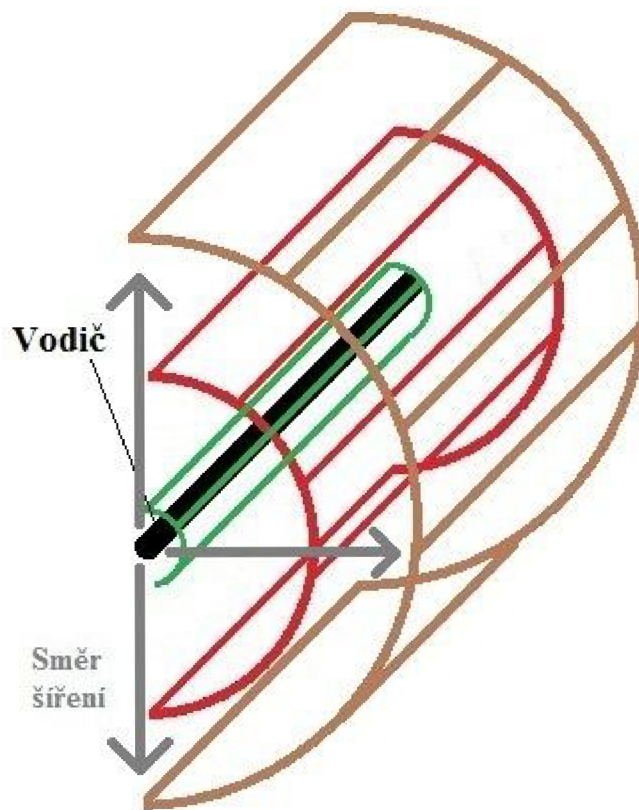
kde je:

-okamžitá hodnota složky elektrického pole E [V/m],

-vlnová impedance prostředí Z_0 [Ω],

-poloměr r [m],

-místo ve směru záření z [m].



Obrázek 4. Řez vlnoplochami válcové vlny

Kulová vlna

Kulová vlna je definována kulovou vlnoplochou. Pokud uvažujeme izotropní zdroj záření, který je zároveň fázový střed vlnění, tak se kulové vlny šíří s amplitudou nepřímo úměrnou vzdálenosti od zdroje. Reálné zdroje záření (antény) nevytvářejí kulové vlny, ty můžeme pozorovat až ve značné vzdálenosti od těchto zdrojů.

Vlnová impedance prostředí pro kulovou vlnu:

$$Z_0 = 120 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad [\Omega] [2], \quad (11)$$

kde je:

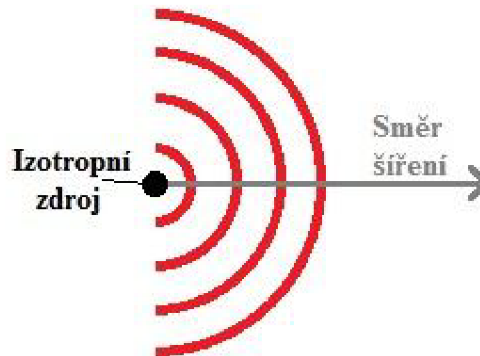
- permeabilita prostředí μ_r [N/A²],
- permitivita prostředí ϵ_r [F/m].

Výkon kulové vlny je popsán:

$$P_\Sigma = \frac{1}{2} \cdot \frac{E^2}{Z_0} \cdot 4 \cdot \pi \cdot r^2 \quad [W] [2], \quad (12)$$

kde je:

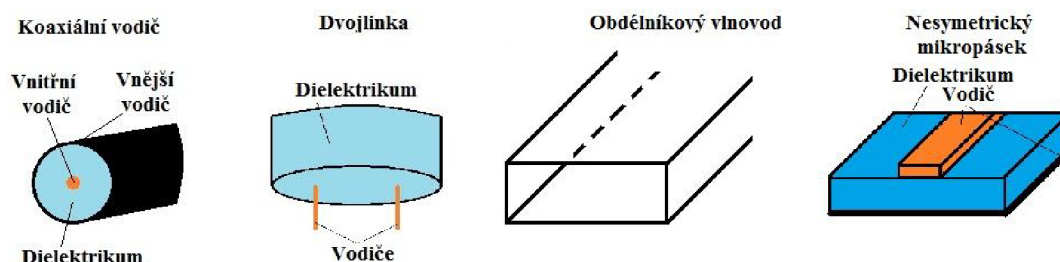
- okamžitá hodnota složky elektrického pole E [V/m],
- vlnová impedance prostředí Z_0 [Ω],
- poloměr r [m].



Obrázek 5. Kulová vlna

1.2.2 Šíření na vedení

Tato kapitola je zaměřena na šíření elektromagnetického vlnění po vedení. V praxi se vedení využívá k přenosu elektromagnetické energie mezi vysílačem a anténou nebo anténou a přijímačem, nebo ještě obecněji mezi zdrojem a zátěží. Vedení je teoreticky vlnovodná struktura. Ve vlnovodné struktuře je elektromagnetická vlna přinucena šířit se jen daným směrem. Touto strukturou může být koaxiální kabel, dvojlinka, mikropáskové vedení či vlnovod.



Obrázek 6. Vlnovodné struktury

Koaxiální vedení

Je to vedení, ve kterém se šíří vlna TEM. Toto souosé vedení je v praxi nejčastěji využívané. Střední vodič je v lankovém nebo drátovém provedení. Dielektrikum, které zabraňuje vniku vlhkosti, je nejčastěji vyráběno z polyetylenu či pěnového polyetylenu. Vnější vodič je realizován vodivou fólií nebo opletem.

Charakteristická impedance typicky bývá o hodnotě 50 Ω , 75 Ω , 60 Ω a 150 Ω . Měrný útlum je v řádu setin až desetin dB/m.

Výpočet charakteristické impedance koaxiálního vedení:

$$Z_0 = \frac{60}{\mu_r} \cdot \ln \cdot \frac{a_2}{a_1} \quad [\Omega] [2], \quad (13)$$

kde je:

- permeabilita dielektrika μ_r [N/A^2],
- průměr vnitřního vodiče a_1 [m],
- průměr vnějšího vodiče a_2 [m].

Dvojlinka

Opět jde o vedení, ve kterém se šíří vlna TEM. Konstrukce je realizována jako dvojvodičové symetrické vedení. Dva rovnoběžné proužky jsou od sebe drženy rozpěrkami nebo páskem s dielektrického materiálu.

Charakteristická impedance dvojlinky realizované pomocí rozpěrek:

$$Z_0 = \frac{120}{\mu_r} \cdot \ln \cdot \frac{d}{a} \quad [\Omega] [2], \quad (14)$$

kde je:

- permeabilita dielektrika μ_r [N/A²],
- průměr vodiče a [m],
- vzdálenost mezi vodiči d [m].

Impedance provedení s rozpěrkami je typicky 300 Ω , 700 Ω . Komerčně vyráběné dvojlinky dosahují hodnoty 240 Ω až 300 Ω .

Mikropáskové vedení

Šíří se zde vlna TEM. Vedení je nanášeno na dielektrické podložce. Tloušťka podložky a šířka pásku se pohybuje v řádu desetin milimetrů. Jako dielektrikum se používá korundová a beryliová keramika, atd.

Charakteristická impedance Z_0 mikropásku je dána [20]:

$$\left(\frac{w}{h}\right) < 1 \quad [-], \quad (15)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left[\left(1 + 12 \cdot \left(\frac{h}{w}\right)\right)^{-0,5} + 0,04 \cdot \left(1 - \left(\frac{w}{h}\right)\right)^2 \right] \quad [\text{F/m}], \quad (16)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\varepsilon_{eff}} \cdot \ln\left(8 \cdot \frac{h}{w} + 0,25 \cdot \frac{w}{h}\right) \quad [\Omega], \quad (17)$$

$$\left(\frac{w}{h}\right) \geq 1 \quad [-], \quad (18)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \left(\frac{h}{w}\right)\right)^{-0,5} \quad [\text{F/m}], \quad (19)$$

$$Z_0 = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} \cdot \left[\frac{w}{h} + 1,393 + \frac{2}{3} \cdot \ln\left(\frac{w}{h} + 1,444\right) \right]} \quad [\Omega]. \quad (20)$$

kde je:

- efektivní permitivita dielektrika ε_{eff} [F/m],
- šířka mikropásku w [m],
- tloušťka dielektrika h [m].
- permitivita dielektrika ε_r [F/m].

Vlnovod

Ve vlnovodu se šíří jak vlna TM, tak i vlna TE. Obě složky musí být rozděleny a to z důvodu různých kritických podmínek pro obě složky.

Vlnovod má příčný rozměr srovnatelný s délkou vlny. Vlnovod může být vyroben z dielektrika nebo kovového materiálu.

Dielektrické vlnovody

Elektromagnetická vlna se zde šíří odrazem od stěn. Na rozhraní vlnovodu musí docházet k totálnímu odrazu. Úhel dopadu vlnění musí být vyšší než kritický úhel definovaný vztahem:

$$\sin \vartheta_k = \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\varepsilon_r}} \quad [^\circ] [2], \quad (21)$$

kde je:

- permitivita vakua ε_0 [F/m],
- permitivita dielektrika ε_r [F/m].

Materiál dielektrika musí být nízkoztrátový. Největší použití našly v IR a viditelné oblasti. Jsou označovány jako optická vlákna.

Kovové vlnovody

Kovové vlnovody jsou tvořeny kovovými trubkami různých tvarů jejich průřezů. Nejčastěji se používá obdélníkový, kruhový, PÍ a H průřez. Tvar průřezu ovlivňuje velikost výkonové zatížitelnosti a také frekvenční pásmo ve kterém pracuje. Velkou výhodou vlnovodu je nízký útlum na vysokých frekvencích, kde se již nedají použít ostatní druhy vedení.

1.2.3 Impedanční přizpůsobení

Impedanční přizpůsobení je velmi důležitý parametr pro využití vedení. Pokud je po vedení přenášena energie elektromagnetickým vlněním a to není impedančně přizpůsobeno k zátěži ($Z_{\text{vedení}} \neq Z_{\text{zátěž}}$) dochází k odrazu energie zpět ke zdroji. Aby bylo vedení ideálně přizpůsobené k zátěži, musí si být obě impedance rovny ($Z_{\text{vedení}} = Z_{\text{zátěž}}$).

Pokud je zátěž přizpůsobená, tak:

- po vedení se šíří jen přímá postupná vlna
- účinnost přenosu je největší
- vstupní impedance vedení je reálná a stálá
- napětí a proudy na vedení jsou při daném výkonu nejmenší

Nevhodně navržené impedanční přizpůsobení může způsobit špatnou funkci systému či zařízení. Ovšem ne všechna zařízení ke své činnosti potřebují precizně navržené impedanční přizpůsobení. K popsání kvality přizpůsobení slouží poměr stojatých vln PSV a nebo také absolutní hodnotu činitele odrazu ρ . Čím je hodnota těchto dvou veličin menší, tím je dosaženo lepšího impedančního přizpůsobení. Ideální hodnota $PSV = 1$ a pro $\rho = 0$.

Vztah mezi činitelem odrazu a poměrem stojatých vln:

$$PSV = \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|} \quad [-] \quad (22)$$

Rozdělení dle kvality PSV:

- velmi dobré přizpůsobení $PSV < 1,1$
- dobré přizpůsobení $PSV < 1,5$ až 2
- vyhovující přizpůsobení $PSV < 3$ až 5

Pokud není impedanční přizpůsobení při návrhu systému zohledněno, nebo pokud dojde ke spojení systémů s různou impedancí, je nutné použít přizpůsobovací obvod. Přizpůsobovací obvod se připojuje mezi vedení a zátěž.

Přizpůsobovací obvod lze realizovat:

- vloženým vedením,
- čtvrtvlnným transformátorem,
- vloženým vedením a čtvrtvlnným transformátorem,
- sériovým pahýlem,
- paralelním pahýlem,
- dvěma pahýly.

2 VÝKON

Elektrický výkon je definován jako tok energie za jednotku času. Typicky se značí P a jeho základní jednotkou je W (watt). Jeden watt je výkon, při němž se vykoná práce jednoho joulu za čas jedné sekundy.

2.1 Stejnosměrný výkon

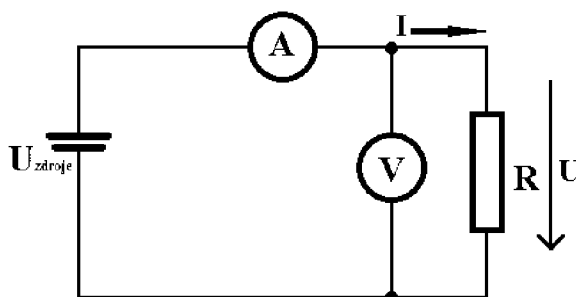
Je definován jako součin elektrického potenciálu na zátěži a proudu, která jí protéká.

Výkon je tedy dle Ohmova zákona:

$$P = U \cdot I = I^2 \cdot R = \frac{U^2}{R} \quad [W], \quad (23)$$

kde je:

- výkon P [W],
- napětí U [V],
- odpor R [Ω],
- proud I [A].



Obrázek 7. Schéma zapojení pro měření výkonu

2.2 Vyjádření výkonu v decibelech

Relativní vyjádření se používá v elektrotechnice obecně jako poměr dvou výkonů vyjádřených v logaritmické míře. Při absolutním vyjádření se jednotka vztahuje k určité hodnotě odporové zátěže.

Například: - dBm je logaritmická míra poměru výkonů v miliwattech pro zátěž 50Ω ,

- dBmO je logaritmická míra poměru výkonů v miliwattech pro zátěž 600Ω (telefonie).

Relativní vyjádření výkonu:

$$P_{dB} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_2}{P_1}\right) \quad [dB], \quad (24)$$

kde je:

- výstupní výkony P_2 [W],
- vstupní výkon P_1 [W].

Absolutní vyjádření výkonu:

$$P_{dBm} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_w}{0,001}\right) \quad [dBm], \quad (25)$$

kde je:

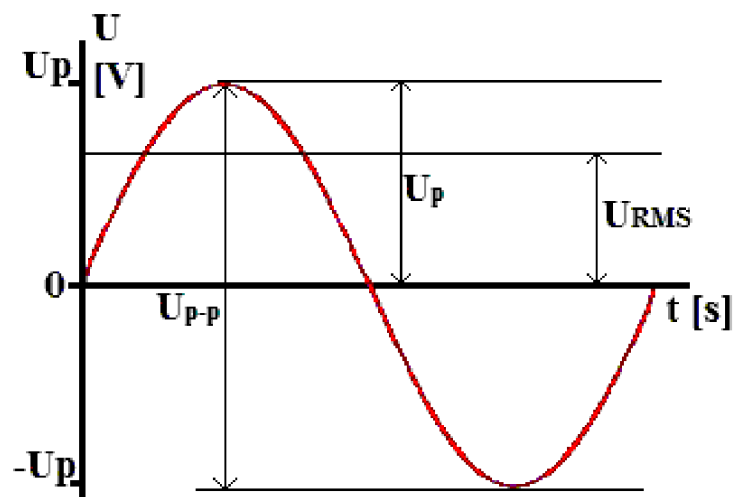
- výkon P_w [W].

Tabulka 1. Tabulka výpočtů absolutního výkonu

P_{dBm}	P_{mW}	U_{mV}
dBm	mW	mV
0	1,000000000	7,071068
-5	0,316000000	3,974921
-10	0,100000000	2,236068
-15	0,031600000	1,256981
-20	0,010000000	0,707107
-25	0,003160000	0,397492
-30	0,000001000	0,007071
-35	0,000000316	0,003975
-40	0,000000100	0,002236

2.2.1 Střídavý výkon

V tomto případě se měření výkonu realizuje obdobně jako u stejnosměrného výkonu. Liší se dle použité zátěže. Pokud je odporová zátěž čistě reálná. Je výpočet totožný jako v předchozím případě a zvažuje se pouze použití efektivní či špičkové měřené hodnoty.



Obrázek 8. Okótovaný sinusový průběh signálu

Špičková hodnota U_{p-p} např. sinusového signálu určuje velikost úrovně mezi maximální a minimální hodnotou tohoto signálu:

$$U_{p-p} = 2 \cdot U_p \quad [V]. \quad (26)$$

Napětí U_p je hodnota mezi maximální (minimální hodnotou) a místem kde sinusový signál prochází nulovou hodnotou.

Efektivní hodnota napětí U_{RMS} (root mean square) se používá převážně u periodicky opakovaných signálů. Je úměrná stejnosměrné hodnotě napětí, které odpovídá střední průměrné hodnotě výkonu na zátěži.

$$U_{RMS} = \frac{U_p}{\sqrt{2}} \quad [V]. \quad (27)$$

Efektivní hodnota proudu I_{RMS} se určí obdobně:

$$I_{RMS} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} \quad [A]. \quad (28)$$

Výsledný efektivní výkon je určen jako:

$$P_{RMS} = I_{RMS} \cdot U_{RMS} \quad [W]. \quad (29)$$

Pokud zátěž obsahuje imaginární složku, dochází k fázovému posuvu θ mezi proudem a napětím, což je nutné zohlednit:

$$P = I \cdot U \cdot \cos\theta \quad [VA]. \quad (30)$$

3 METODY MĚŘENÍ VÝKONU

V oblasti vysokofrekvenční a mikrovlnné techniky je měření výkonu považováno za základní. Principy měření jsou různé a vedou ke zjednodušení měření. Díky různým převodníkům je vysokofrekvenční signál převeden např. na nízkofrekvenční, který je možné jednodušeji zpracovat. Ve většině měření se využívá tepelných účinků výkonu nebo také napěťových vysokofrekvenčních detektorů.

Jednotlivé metody měření můžeme rozdělit podle používaných senzorů na bolometrické, termočláňkové, kalorimetrické a s využitím detekčních diod.

Tato kapitola obsahuje velké množství konkrétních hodnot odporů, výkonů, časů, teplot, frekvencí, atd., které jsou získány ze zdroje [3]. Z hlediska integrity textu není vhodné uvádět zdroj za každou touto hodnotou. A proto zde uvádím zdroj [3], jako zdroj hodnot pro celou tuto kapitolu.

3.1 Bolometrická metoda

Měřicí přístroje s bolometrickými senzory využívají teplotně závislé odporové materiály s velkým teplotním koeficientem a malou časovou konstantou ohřívání měrným výkonem. Můžeme je dále dělit na baretry a termistory.

3.1.1 Baretr

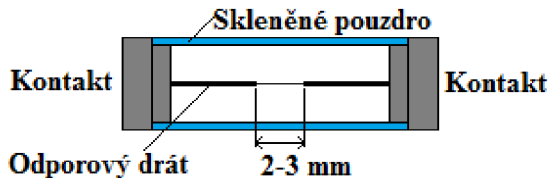
Baretr je typicky konstruován odporovým materiálem s kladným teplotním koeficientem. Princip baretru je velmi jednoduchý. Elektromagnetické vlnění tepelně působí (ohřívá) na odporový materiál a tím se mění odpor baretru. Tato teplota se může měnit v rozsahu 100 až 200 °C. Doba, za kterou se teplota senzoru ustálí s teplotou okolí po přivedení výkonového pulzu je 0,1 až 0,4 ms. Z toho plyne, že lze měřit baretrem pulzně modulované signály s šířkou pulzu o velikosti jednotek milisekund. Citlivost senzoru je typicky $\Delta R=5$ až 10 Ω /mW. Frekvenční rozsah je 18 GHz pro běžnou konstrukci a pro provedení se slídovou destičkou až 100 GHz.

Drátová konstrukce

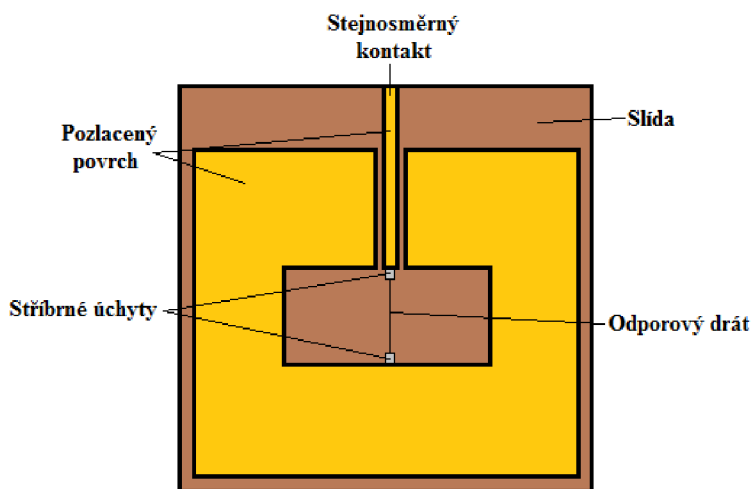
Drát je vyroben z platiny obalované stříbrem. V šířce 2-3 mm je jeho průměr snížen tak, aby byla získána hodnota odporu 100 až 400 Ω . Je vhodný pro měření vysokofrekvenčních výkonů do 10 mW. Pro použití ve vlnovodové technice se odporový drát uloží do skleněného pouzdra, který se umísťuje ve vlnvodu tečný k intenzitě elektrického pole E .

Konstrukce se slídovou destičkou

Na 25 μm tenké destičce je umístěn platinový odporový drát. Výhodou je vysoká výkonová zatížitelnost kolem 25mW. Tímto způsobem jsou realizovány koaxiální měřící hlavy.



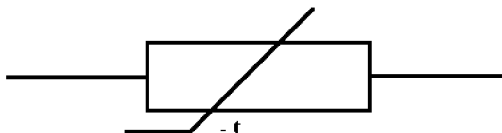
Obrázek 9. Drátová konstrukce baretru



Obrázek 10. Konstrukce baretru se slídovou destičkou

3.1.2 Termistor

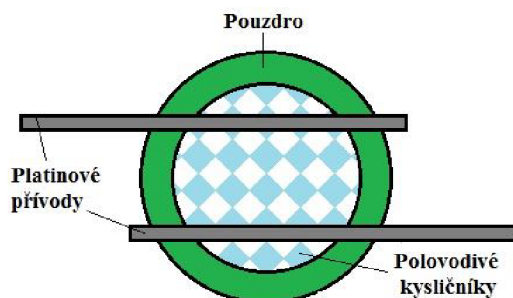
Je elektronická součástka s teplotně závislým odporem. Obecně může mít záporný (NTC) nebo kladný (PTC) teplotní koeficient. Z toho plyne, že se zvyšující teplotou může odpor termistoru klesat nebo růst. Pro měření výkonů se využívá záporný teplotní koeficient.



Obrázek 11. Schematická značka termistoru se záporným teplotním koeficientem

Velkou výhodou oproti baretru je schopnost měřit výkony s úrovní 10 μW až 100 mW. Další jeho předností je odolnost proti přetížení. Odpor tedy klesá v závislosti s nárůstem měřeného výkonu. Pokud poklesne pod určitou úroveň, vznikne nevhodné impedanční přizpůsobení a signál se začne odrážet zpět k jeho zdroji. Odpor při teplotě nad 100 $^{\circ}\text{C}$ je 100 až 200 Ω a ΔR je typicky 10 až 50 Ω/mW .

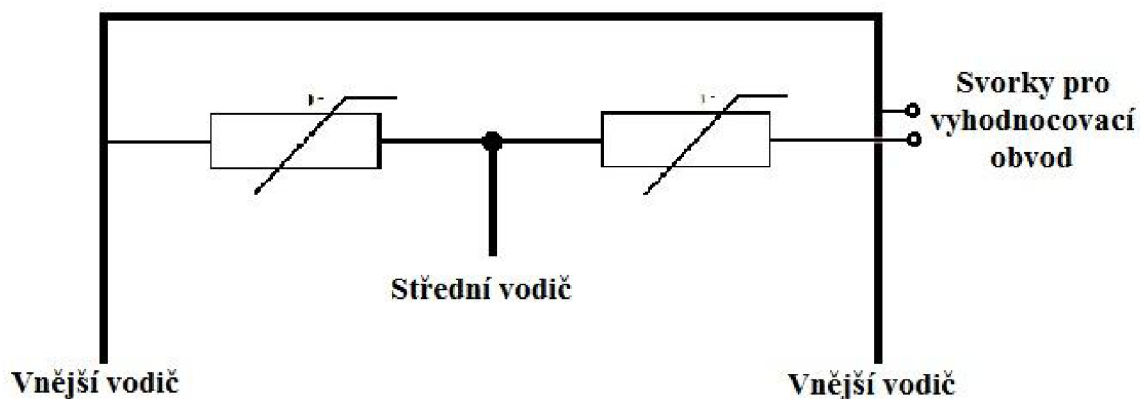
Vyrábí se z polovodivých kysličníků manganu, niklu, kobaltu a železa.



Obrázek 12. Konstrukce termistorů

Koaxiální termistorové měřící hlavice

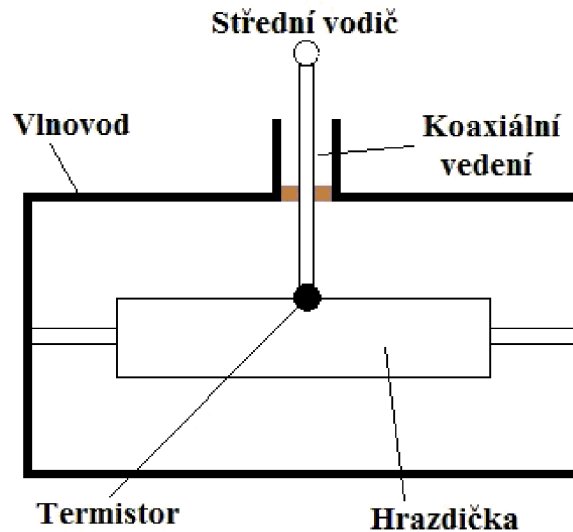
Pro koaxiální oblast je měřící hlava vyrobena pomocí dvou termistorů s typickou hodnotou 100Ω . První je zapojen mezi vnější a střední vodič. Druhý pak mezi střední vodič a svorku pro vyhodnocovací obvod. Ze strany vysokofrekvenčního zdroje se jeví jako zátěž o hodnotě 50Ω a ze strany vyhodnocovacího obvodu jako 200Ω .



Obrázek 13. Konstrukční provedení koaxiální termistorové měřící hlavice

Vlnodové termistorové měřící hlavice

Pro vyšší hodnoty frekvence (až 110 GHz) se používá hrazdičkový přechod z vlnovodu do koaxiálního kabelu. Termistor se zapojuje mezi hrazdičku a vnitřní vodič koaxiálního vedení.



Obrázek 14. Konstrukční provedení termistorové měřící hlavičky

3.1.3 Vícevrstvé bolometry

Pro výkony s hodnotou do 1 mW je využita konstrukce vícevrstvých bolometrů. Na destičku substrátu je nanesen odporový materiál v několika vrstvách. Vyšší plocha tohoto provedení umožňuje vyšší výkonové zatížení oproti předchozím případům.

3.1.4 Zapojení bolometrických senzorů

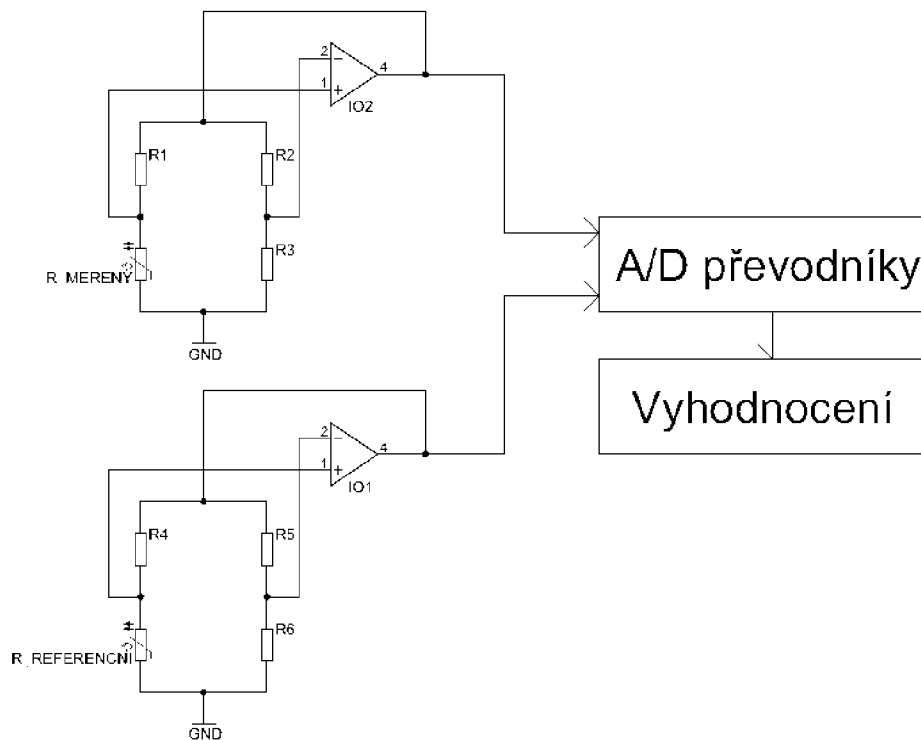
Bolometrické senzory se typicky zapojují do Wheatstoneova můstku. Ten se obecně používá pro měření již malých změn odporu. Jeden rezistor můstku je nahrazen bolometrickým senzorem (baretr, termistor).

Samovyvažovací můstek využívá diferenciální zesilovač (IO1, IO2). Výstupní napětí zesilovače je úměrné rozdílu obou vstupním napětím. U vyváženého můstku je výstupné napětí na diferenčním zesilovači rovno nule. Změna odporu termistoru narušuje rovnováhu můstku. Produkované stejnosměrné výstupní napětí typicky zpracovává A/D převodník a je úměrné měřenému výkonu.

Kompensace vlivu okolní teploty na měření s bolometrickými senzory se realizuje pomocí dvou paralelně zapojených Wheatstoneových můstků. Získáme tak napětí U_{MERENY} , které odpovídá vf. výkonu a okolní teplotě. Druhé napětí $U_{\text{REFERENCNI}}$ odpovídá pouze okolní teplotě.

Hodnota napětí úměrná pouze vysokofrekvenčnímu výkonu je pak dán vztahem:

$$U_{\text{VF_VYKON}} = U_{\text{MERENY}} - U_{\text{REFERENCNI}} \quad [\text{V}]. \quad (31)$$

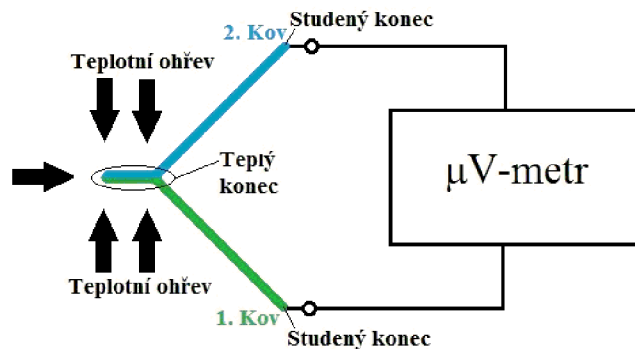


Obrázek 15. Typické zapojení samovyvažovacího můstku s bolometrickými senzory s kompenzací okolní teploty

3.2 Termočláňková metoda

Termočlánek je zdroj elektrického proudu. Obecně se používá jako čidlo teploty. Využívá princip termoelektrického jevu, což je přímá přeměna rozdílu teplot na elektrické napětí. Vyhříváný konec produkuje větší množství volných elektronů v důsledku tepelného působení.

Je konstruován dvěma různými sériově spojenými kovy. Je-li teplota mezi teplým a studeným koncem navzájem různá, vznikne na něm malé stejnosměrné napětí. Termočlánek může být ohříván přímo vysokofrekvenčním výkonem (častější použití) nebo nepřímo přes odporovou zátěž.



Obrázek 16. Konstrukce termočláňku dvěma kovy

Pro použití s koaxiálními kabely byl vyvinut polovodičový čip vhodný pro koplanární zapojení. Vhodnou konstrukcí je možno docílit použitelnost senzoru do frekvence 26 GHz s citlivostí 160 $\mu\text{V}/\text{mW}$. Dále umožňují měření vysokofrekvenčních výkonů v rozsahu 30dBm až 20 dBm. Výhodou je také malá citlivost na změny okolní teploty a dobré impedanční přizpůsobení. Velkou nevýhodou je ovšem nutnost měřit napětí na termočlátku velmi citlivým μ -metrem.

3.3 Kalorimetrická metoda

Patří mezi nejstarší a stále používané metody měření. Jsou vhodné pro velmi přesné měření v oblasti vysokých výkonů, kde již jsou jiné metody limitovány. Tato metoda se nehodí pro použití v oblasti sdělovací techniky, a proto bude její princip pouze nastíněn. Kalorimetrická metoda se běžně používá pro kalibraci v metrologických laboratořích. Jsou zde využity tepelné účinky vř. signálu. Je založena na teorii prvního zákona termodynamiky, tedy zákonu o zachování energie. Energie se neztrácí pouze mění formu.

Základní rozdělení:

Suché kalorimetry

Využívá se pro nižší úrovně vysokých výkonů. Měření se provádí termistory a termočlátky (viz. předchozí kapitoly)

Mokrý kalorimetry

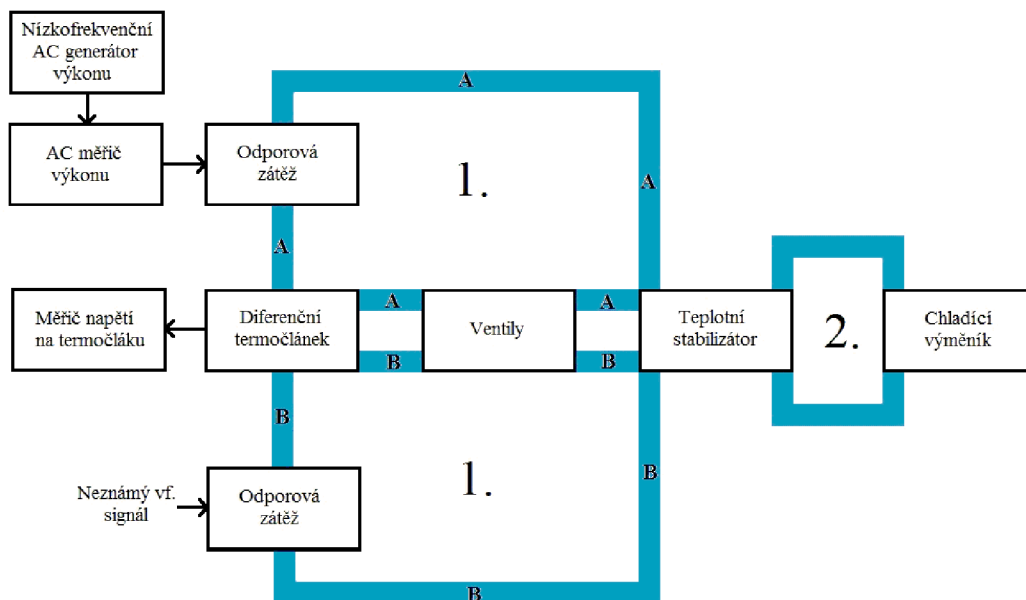
Mokrý kalorimetry jsou také označovány jako průtokové. A to z toho důvodu, že jejich přenosové a chladicí médium je voda či olej. Využívají se pro měření nejvyšších hodnot výkonů.

3.3.1 Substituční průtokový kalorimetr

Je tvořen dvěma průtokovými okruhy 1. a 2. plněných daným médiem. Okruh 1. je určen pro měření výkonu a okruh 2. slouží k teplotní stabilizaci okruhu 1. „Srdcem“ kalorimetru je diferenciální termočlánek měřící rozdíl teplot mezi částí obvodu A a B.

Měření probíhá dle scénáře, jenž je nastíněn dále:

Na zátěž v části obvodu B je přiveden měřený signál o neznámém výkonu, který je na zátěži přeměněn v teplo ohřívající přenosové médium. Médium v části okruhu A je zahříváno známým nízkofrekvenčním střídavým signálem, jehož výkon je měněn a přesně měřen do té doby, než se teploty v obou kruzích vyrovnají a napětí na termočlátku je nulové. Nyní je hodnota AC měřící výkonu úměrná neznámému měřenému výkonu.



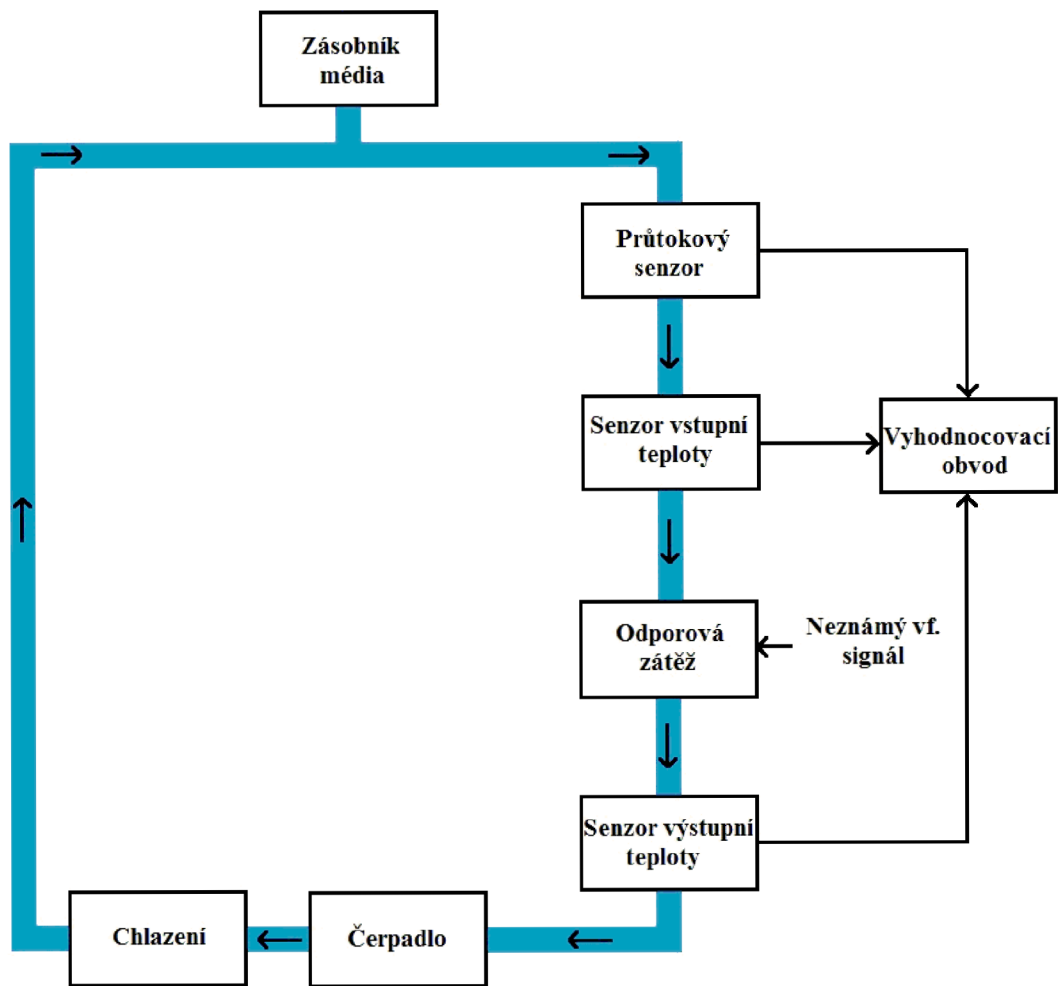
Obrázek 17. Blokové schéma zapojení substitučního průtokového kalorimetru

3.3.2 Absolutní průtokový kalorimetr

Měřený výkon je určen z průtoku média a také teploty za a před odporovou zátěží. Dokáže měřit výkony s velikostí až 80 kW s velmi dobrou precizností.

Výhody jsou:

- nepotřebuje nulování,
- není nutný zdroj AC signálu



Obrázek 18. Blokové schéma absolutního průtokového kalorimetru

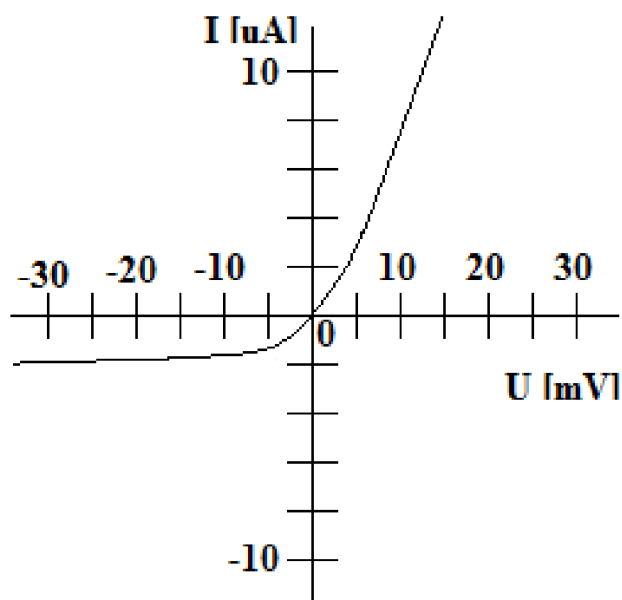
3.4 Diodové měřiče výkonu

Diodové měřiče výkonu jsou tvořeny sériovým diodovým detektorem, jehož základem je schottkyho dioda v provedení ZBS (Zero bias schottky). U diody typu ZBS prochází koleno V-A charakteristiky nulou, tato charakteristika lze popsat rovnicí [3]:

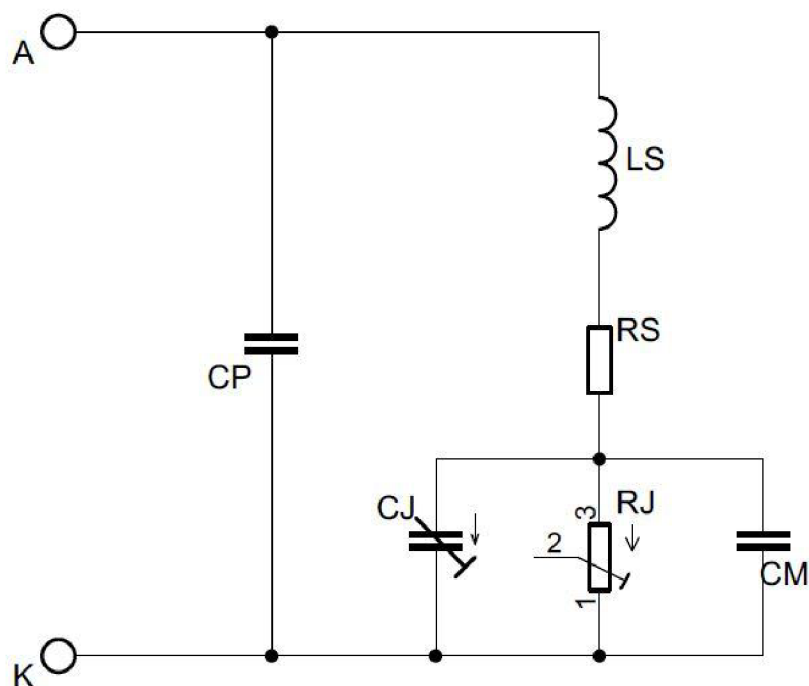
$$I = I_s \cdot \left(\frac{U \cdot e}{e^{n \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \quad [\text{A}], \quad (32)$$

kde je:

- náboj elektronu $e=1,6 \cdot 10^{-19}$ C,
- Boltzmanova konstanta $k=1,37 \cdot 10^{-23}$ J/K,
- absolutní teplota T [K],
- činitel ideálnosti $n=1,1$ až 2 ,
- napětí na diodě U [V],
- zpětný saturovaný proud I_s .



Obrázek 19. Ilustrační V-A charakteristika schottkyho ZBS diody



Obrázek 20. Úplný náhradní obvod diody detektoru

Na výše uvedeném obrázku je úplný náhradní obvod diody detektoru.

Kde:

- [1] C_P je kapacita pouzdra,
- [2] L_s je indukčnost pouzdra,
- [3] C_M je montážní kapacita,
- [4] R_S je celkový sériový odpor,
- [5] C_J je nelineární kapacita přechodu,
- [6] R_J nelineární odpor přechodu.

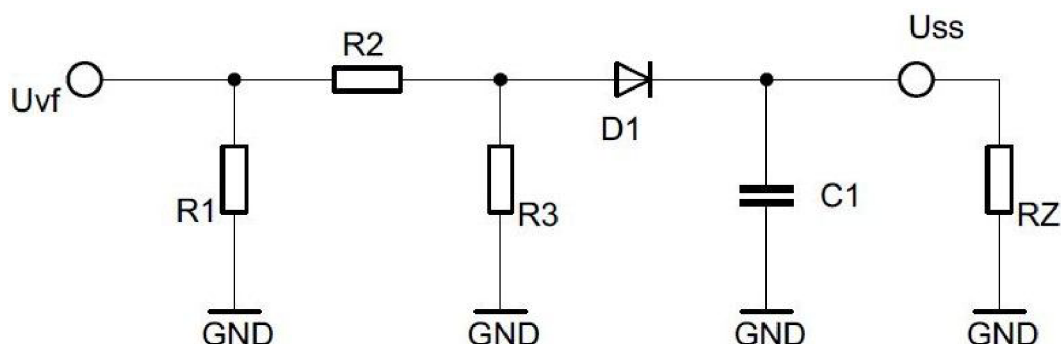
Z náhradního schématu diody je patrné, že dioda má dvě rezonanční frekvence.

a) Sériová rezonanční frekvence [3]:

$$f_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_p \cdot C_J}} \quad [Hz] \quad (33)$$

b) Paralelní rezonanční frekvence [3]:

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_p \cdot C_J} + \frac{1}{L_p \cdot C_P}} \quad [Hz] \quad (34)$$



Obrázek 21. Schéma zapojení širokopásmového sériového diodového detektoru

Na vstupu detektoru je atenuátor tvořený odporovým PÍ článkem. Jeho hodnota bývá typicky 10 dB. Článek určuje kvalitu impedančního přizpůsobení detektoru, které není závislé na úrovni měřeného výkonu a to v širokém pásmu kmitočtů. A to z toho důvodu, že odděluje zdroj signálu od kapacitní a odporové nelinearity diody.

Schottkyho dioda určuje dynamický rozsah detektoru. Signál U_{vf} je při nízkých hodnotách omezen šumovým prahem diody a při vysokých úrovních nesmí být překročena hodnota maximální výkonové zatížitelnosti diody. Je vhodné, aby byla zvolena určitá rezerva u obou extrémů dynamického rozsahu, která zajistí bezproblémovou funkci detektoru.

Pro nízkou úroveň výkonu vstupního signálu platí pro výstupní napětí:

Detektor pracuje v kvadratické oblasti diody.

$$U_{ss} = R \cdot I_{ss} = \frac{1}{\frac{1}{R} + I_s \cdot \frac{e}{n \cdot k \cdot T} \cdot \left(1 + \frac{R_0}{R}\right)} \cdot \frac{I_s}{2} \cdot \left(\frac{e}{n \cdot k \cdot T}\right)^2 \cdot U_{vf}^2 \quad [V], \quad [3]. \quad (35)$$

kde je:

- odporová zátěž R [Ω],
- proud do zátěže I_{ss} [A],,
- impedanční přizpůsobení R_0 [Ω],,
- vstupní napětí U_{vf} [V],.

Pro vysokou úroveň výkonu vstupního signálu platí pro výstupní napětí:

Detektor pracuje v lineární oblasti diody.

$$U_{ss} \approx \sqrt{P_{vf}} \quad [V], \quad [3]. \quad (36)$$

kde je:

- vstupní výkon P_{vf} [W].

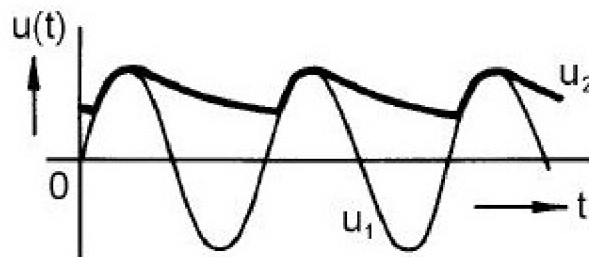
Hodnota kondenzátoru C_1 musí být vhodně zvolena tak, aby se v širokém pásmu kmitočtů choval jako ideální zkrat. Pokud bude zvolena velká kapacita kondenzátoru, nebude detektor přesně sledovat obálku vf. signálu. Tento jev se nazývá odtržení modulační obálky. Důvodem vzniku je dlouhá doba vybíjení kondenzátoru. Pokud bude kapacita menší než je nutné, bude střední hodnota výstupního signálu úměrná vf. signálu avšak přenos detektoru se značně sníží. Hodnota kondenzátoru se dá určit volbou vhodné časové konstanty:

$$C = \frac{\tau}{R_z} \quad [F], \quad (37)$$

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\min}} \ll \tau \ll \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\max}} \quad [s], \quad (38)$$

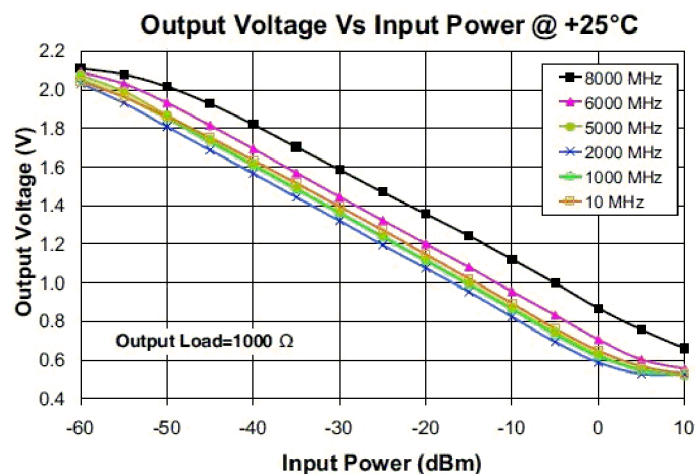
kde je:

- minimální měřená frekvence f_{\min} [Hz],
- maximální měřená frekvence f_{\max} [Hz].



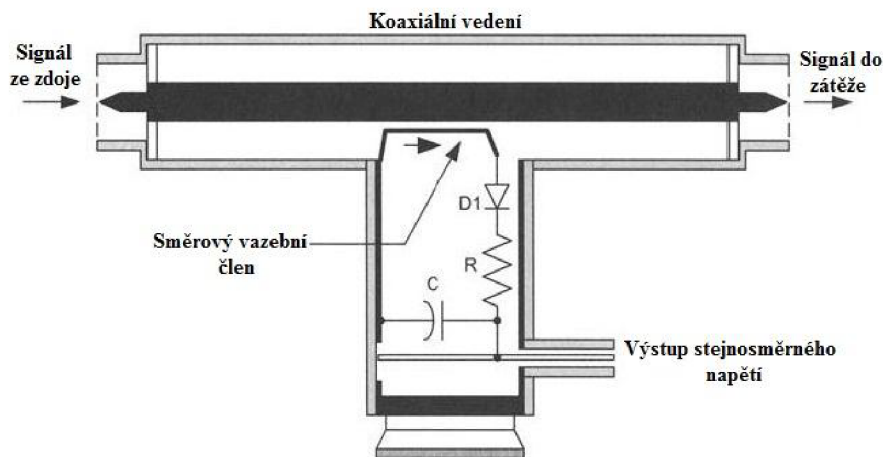
Obrázek 22. Průběh napětí na vstupu a výstupu diodového detektoru [4]

Funkce reálného širokopásmového diodového detektoru je velmi závislá na okolí teplotě, což je dáno vlastnostmi diody. Průběh výstupního stejnosměrného napětí na vstupním výkonu je závislá na frekvenci ($V_{ss} = f(P_{in}, f)$). Frekvenční závislost je dána nelinearitami obvodu a jeho parazitními vlastnostmi.



Obrázek 23. Závislost výstupního napětí na vstupním výkonu a frekvenci, měřené na reálném detektoru s úpravou signálu ZX47-60+ [5]

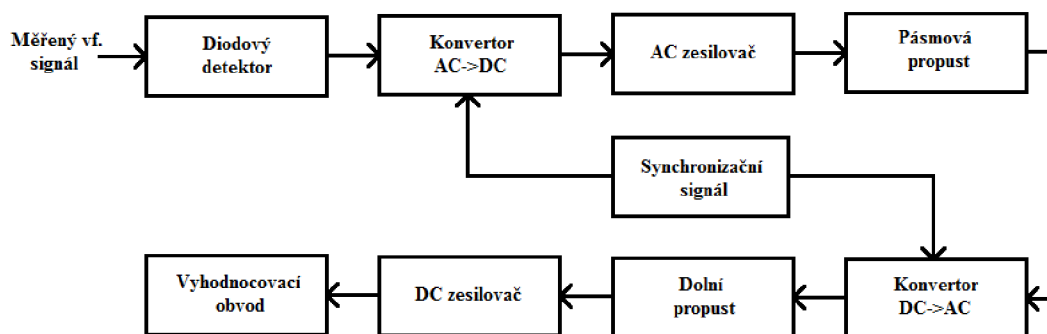
Diodové detektory se běžně používají v koaxiální i vlnovodné oblasti. Umožňují pracovat v šířce pásma 10 MHz až 50 GHz. Jejich velkou výhodou je schopnost měřit impulzní signály s šířkou pulzu již od jednotek mikrosekund. Výkon měřeného signálu může mít v rozsahu -70 dBm do 20 dBm. U laděných detektorů získáme vysokou citlivost kompenzací parazitních vlastností zapojení, ovšem na úkor použití pouze na jedné frekvenci či v úzkém pásmu kmitočtů.



Obrázek 24. Konstrukce koaxiálního diodového detektoru se směrovým vazebním členem [6]

3.4.1 Zpracování signálu z diodového detektoru

Zpracování signálu z detektoru musí být velmi precizní. Úroveň výstupního DC signálu z detektoru se může pohybovat již od desítek nanovoltů. Schopnost zesilovačů pracovat s tak nízkými DC úrovněmi limituje jejich vstupní napěťový offset. Proto se musí získaný signál konvertovat na střídavý, který lze snadněji zesílit. Po zesílení se konvertuje zpět na stejnosměrný. Tento signál je pak vyhodnocen.

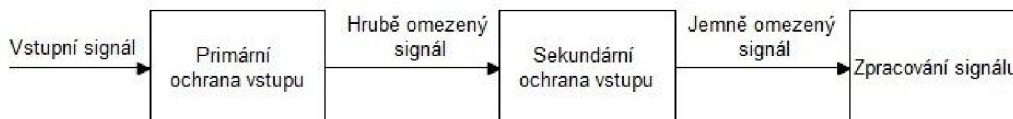


Obrázek 25. Blokové schéma pro vyhodnocení signálu z diodového detektoru

4 ROZBOR OCHRANY VSTUPU

Ochrany vstupů slouží ke zmenšení úrovně vstupního signálu na hodnotu, jenž již není kritická (destruktivní) pro vstupní bloky daného zařízení. Jejich použití je nutné pro všechny druhy aplikací, u kterých není možno odhadnou úroveň vstupního signálu.

Ochrany vstupů se obvykle zapojují do kaskády. Můžeme je tedy rozdělit podle výkonové zatížitelnosti na primární a sekundární.



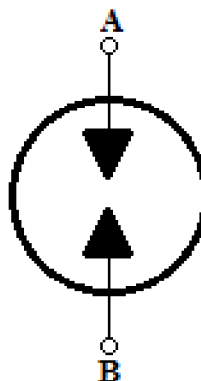
Obrázek 26. Kaskáda ochrany vstupů

4.1 Primární ochrany

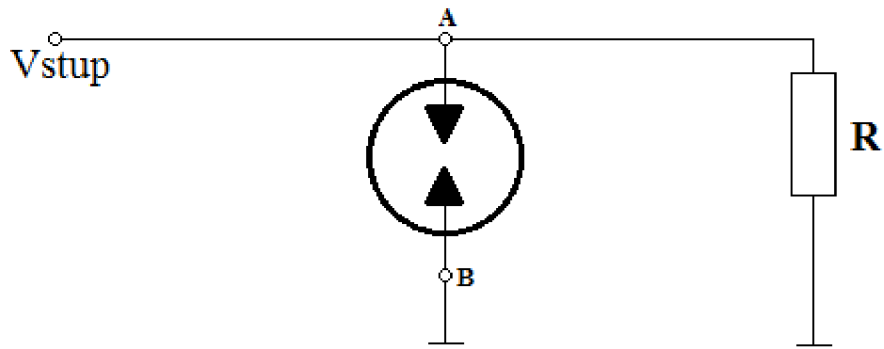
Primární blok kaskády slouží k „hrubému“ omezení vstupního signálu s vysokou výkonovou zatížitelností. Primární ochrana je nejčastěji realizována jiskřištěm.

4.1.1 Jiskřiště

Jiskřiště neboli plynová výbojka GDT (gas discharge tube) je v elektrotechnice využíváno již od jejich počátků. Na tuto primární ochranu jsou kladeny tři základní požadavky. Prvním požadavkem je odolání vysokým hodnotám výkonu. Dalším požadavkem dobré impedanční přizpůsobení a třetí důležitou vlastností je co nejmenší hodnota (ideálně nulová) vazební kapacity vůči zemi. Nesplnění posledních dvou konstrukčních požadavků může značně degradovat kvalitu a vlastnosti signálu procházejícího jiskřištěm.

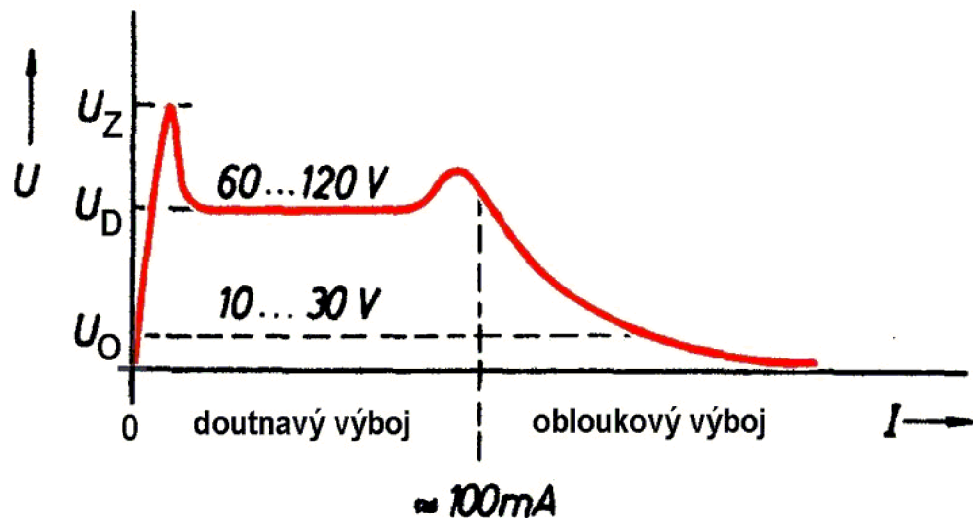


Obrázek 27. Schematická značka jiskřiště



Obrázek 28. Typické zapojení jiskřiště

Pokud do jiskřiště vstupuje signál o hodnotě napětí nepřekračující zápalné napětí U_z a pokud je jiskřiště v „nezapáleném“ stavu, tak vstupní signál projde nezměněn. Odpor mezi elektrodami je větší než $10^{10} \Omega$ a vazební kapacita je menší než 10 pF [7]. Po překročení U_z (desítky V až jednotky kV, dle typu) dojde k zapálení výbojky a jeho odpor mezi elektrodami prudce klesne (až o 10 řádů). Zapálení probíhá ve dvou krocích (doutnavý a obloukový výboj) což je patrné z V-A charakteristiky jiskřiště. Jakmile se sníží napětí signálu pod hodnotu U_z , tak se jiskřiště se vrátí do výchozího stavu.



Obrázek 29. Obecná V-A charakteristika jiskřiště [7]

Zápalné napětí U_z je velmi závislé na strmosti charakteristiky napěťového pulzu dU/dt . Dle této strmosti je možné zápalné napětí dělit na:

1) *Statické* $U_{z,stat}$

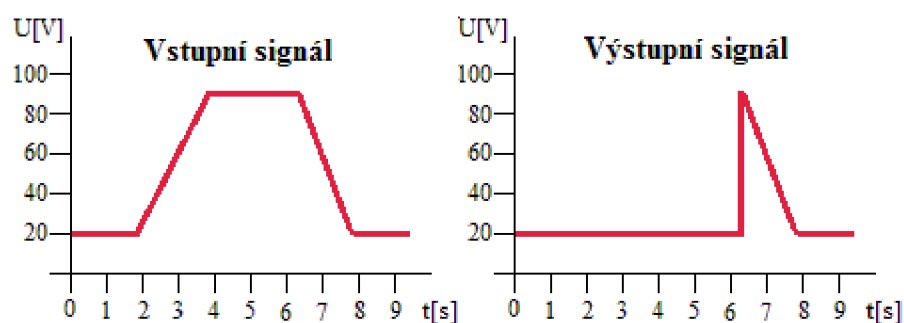
-kde nárůst napětí je pomalejší než 100 V/s a jeho typická hodnota je 90 až 1200 V [7].

2) *Statické* $U_{z,stat}$

-kde nárůst napětí je $1000 \text{ V}/\mu\text{s}$ a jeho typická hodnota

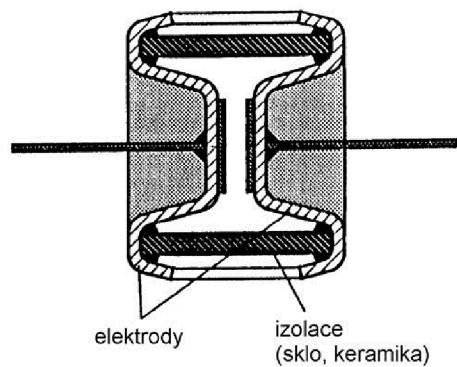
je 600 až 700 V[7].

Při pulzech strmějších než 30 ns se jiskřiště nezapálí [7].

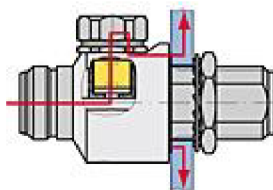


Obrázek 30. Vliv jiskřiště na signál

Ve svých počátcích byly používány konstrukce jiskřiště s elektrodami ve volném prostředí, což se ukázalo jako nepřiliš vhodné z hlediska reprodukovatelnosti výboje. Změna podmínek okolí znamenala např. změnu hodnoty U_z , atd. Proto byly elektrody uzavřeny keramickým či skleněným pouzdem a jejich prostor se vyplnil vzácným plynem (typicky argon, neon) pod slabým tlakem. Tím došlo ke zpřesnění a dobré reprodukovatelnosti výboje, což je velkou výhodou oproti původní koncepci.



Obrázek 31. Konstrukce jiskřiště s nestíněnými vodiči [7]



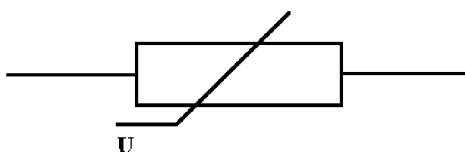
Obrázek 32. Konstrukce jiskřiště s koaxiálními vodiči v "zapáleném" stavu [8]

4.2 Sekundární ochrany

Sekundární ochrany slouží k „jemnému“ omezení signálu z primární ochrany. Nejsou na ně kladeny vysoké požadavky z hlediska výkonové zatížitelnosti. Sekundární ochranu je možno tvořit několika způsoby, jako jsou varistory, diodové omezovače, útlumové články.

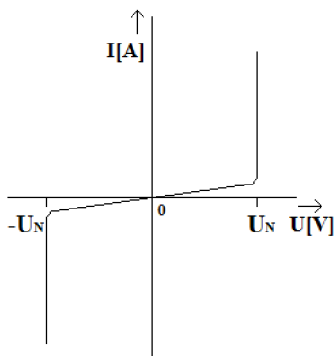
4.2.1 Varistor

Varistor (Variable rezistor) je polovodičová nelineární součástka se symetrickou V-A charakteristikou. Je někdy také označován jako napětím řízený rezistor.



Obrázek 33. Schematická značka varistoru

V rozsahu pracovních hodnot napětí je odpor varistoru asi $10^{12} \Omega$. Při zvyšování napětí mezi vývody varistoru dochází nejprve k mírnému a téměř k lineárnímu nárůstu proudu. Po překročení hodnoty napětí U_N (jednotky V až jednotky kV) prudce poklesne jeho vnitřní odpor na jednotky ohmů a začne jím protékat velký proud (až desítky ampér) a napětí se již dále nezvyšuje.

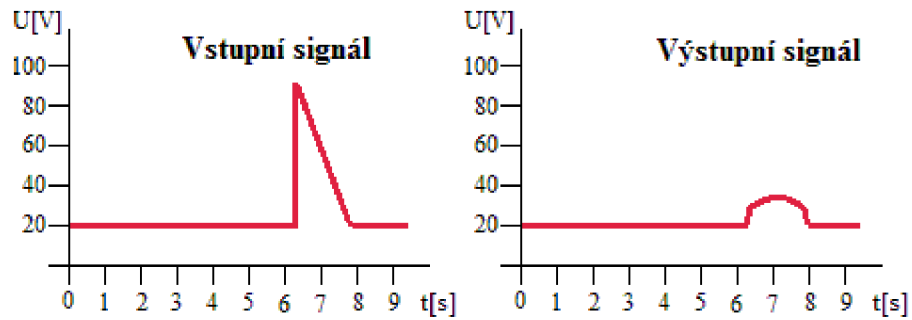


Obrázek 34. V-A charakteristika varistoru

Jeho výhodou je schopnost reagovat na impulzy v řádu jednotek ns. Varistor není závislý na frekvenci, ale pouze na přiloženém napětí.

Jeho vazební kapacita vůči zemi se pohybuje od 0,4 nF [8], což je již vyšší hodnota pro oblast vysokofrekvenčních signálů a v řadě aplikací neumožňuje využití varistoru jako ochrany před vysokým vstupním výkonem!

Konstruuje se obvykle slisováním a spékáním karbidu křemíku (SiC) nebo spékáním oxidů kovů (např. Zn) při teplotách okolo 1200 °C.



Obrázek 35. Vliv varistoru na signál

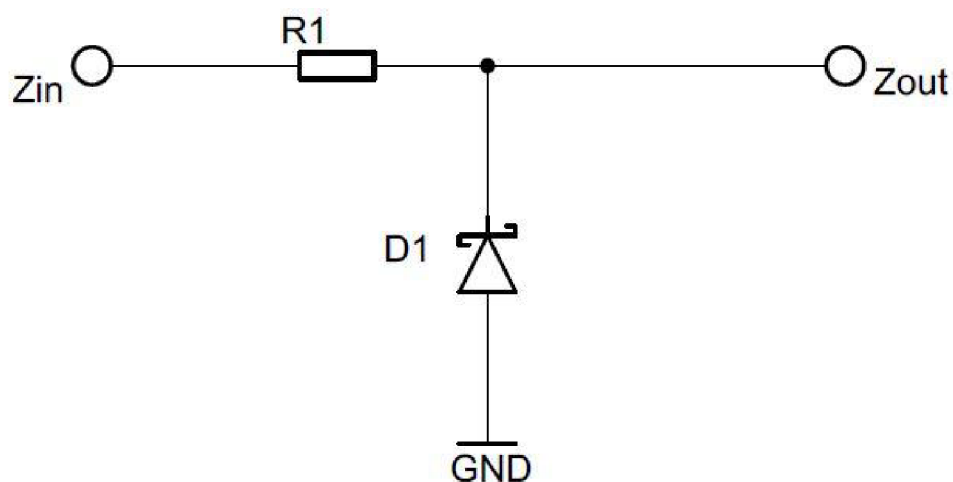
4.2.2 Diodové omezovače

Jde o různá zapojení vysokofrekvenčních diod. Tyto diody jsou navrženy tak, aby pracovaly na vysokých kmitočtech nebo v impulzním režimu. Z tohoto důvodu mají velmi krátkou dobu zotavení $t_{rr} < 0,5 \mu\text{s}$, což je dáno bariérovou kapacitou v řádu jednotek pF. Nejčastěji se používají schottkyho diody, germaniové diody, speciální vf. diody, atd.

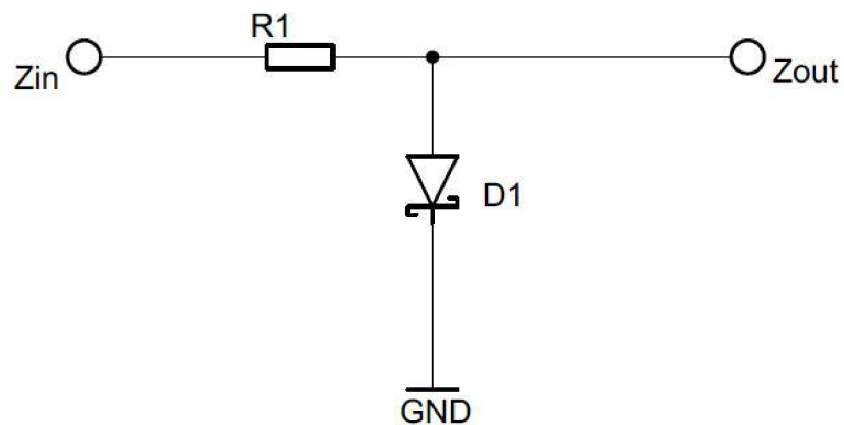
Schottkyho dioda

Nejčastěji používané diody ve vysokofrekvenčních omezovačích jsou schottkyho. Její vlastnosti jsou dány usměrňujícími účinky styku kovu a polovodiče typu N. Jako polovodič je nejčastěji použit Si, GaAs. Kovová část přechodu je tvořena zlatem či hliníkem. Tato konstrukce přechodu vede k rychlému odsávání volných nosičů náboje kovem, což způsobuje velmi krátkou dobu zotavení (1 ns). Využívá se do frekvence desítek GHz. Dioda má také velmi malé prahové napětí (např. 0,3 V).

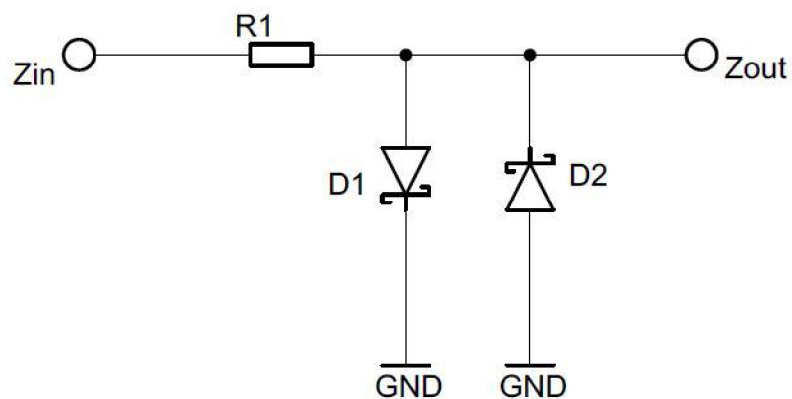
Různá zapojení:



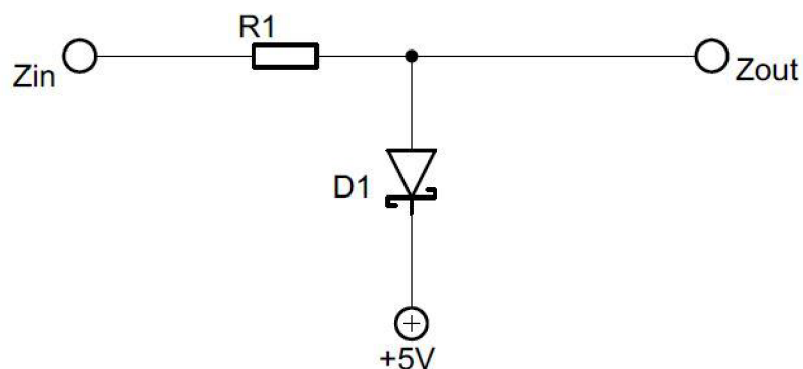
Obrázek 36. Schematické zapojení negativního diodového omezovače



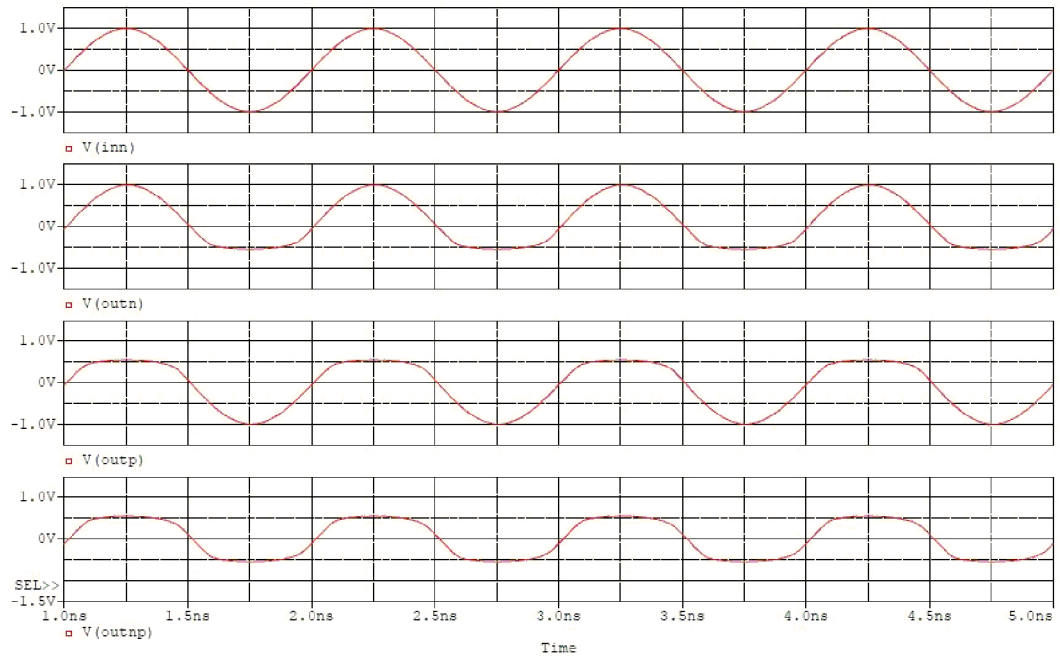
Obrázek 37. Schematické zapojení pozitivního diodového omezovače



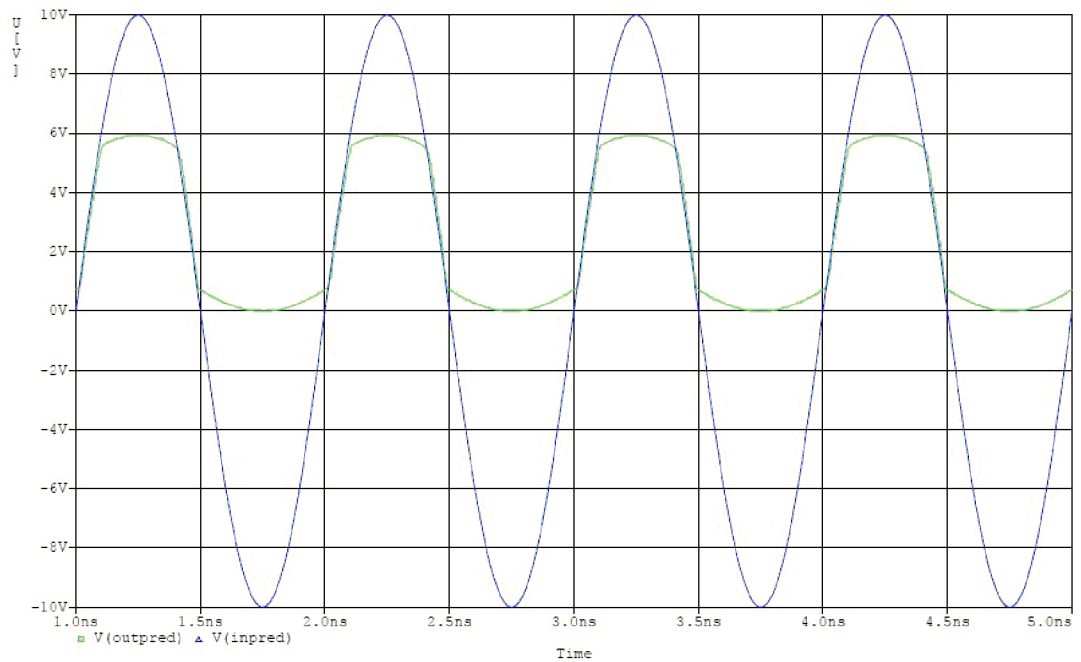
Obrázek 38. Schematické zapojení pozitivního a negativního omezovače
(antiparalelní zapojení)



Obrázek 39. Schéma zapojení pozitivního diodového omezovače s předpětím



Obrázek 40. Průběhy na různých omezovačích s diodou BAT 17 a $f=1$ GHz (odshora), 1) Vstupní signál, 2) Výstupní signál negativního omezovače, 3) Výstupní signál pozitivního omezovače, 4) Výstupní signál negativního a pozitivního omezovače



Obrázek 41. Průběh vstupního a výstupního signálu na pozitivním diodovém omezovači s předpětím 5V

4.2.3 Útlumové články

Útlumové články jsou také nazývány atenuátory. Slouží opět pro snížení vstupního signálu na úroveň, která je vhodná pro koncové zařízení. V kaskádě ochranných vstupů bude tvořit koncový stupeň. Atenuátory můžeme rozdělit na pasivní a aktivní. Pasivní jsou tvořeny rezistory a to v zapojení PI, T a přemostěných T článků. Aktivní atenuátory využívají PIN diody.

- **Pasivní útlumové články**

Pasivní atenuátory lze jednoduše navrhnout pro různé hodnoty útlumu A . Takto navržené články lze opět řadit do kaskád nebo sítí a volit výslednou hodnotu útlumu kombinací zvolených článků. Zařazování článků se provádí elektronickými či mechanickými spínači.

Činitel útlumu K :

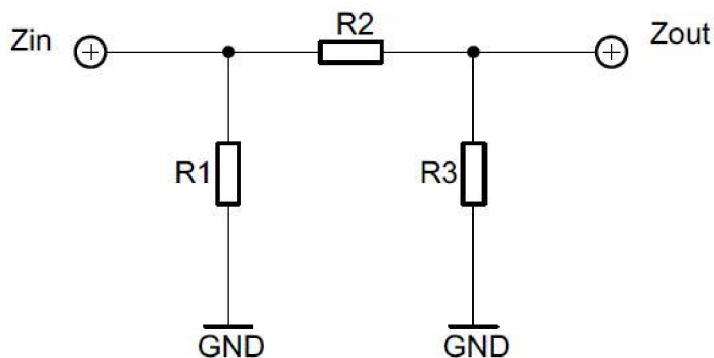
$$K = 10^{\frac{A}{20}} \quad [-], \quad (39)$$

-kde je:

$-A$ je útlum [dB] .

PI článek

Je nejvhodnější pro řazení do kaskád a sítí.

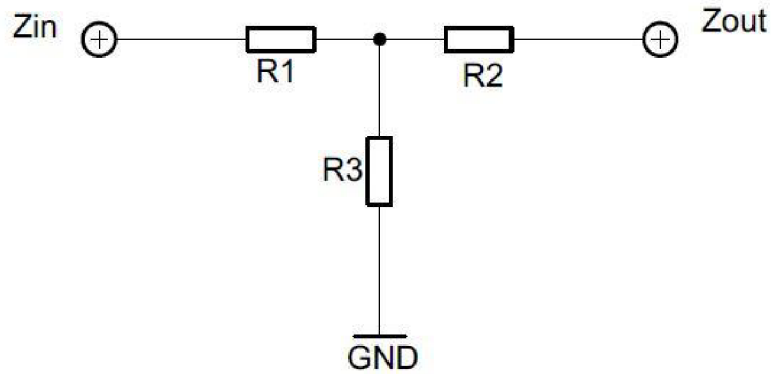


Obrázek 42. Zapojení PI článku

$$R_1 = R_3 = Z \cdot \left(\frac{K+1}{K-1} \right) \quad [\Omega], \quad (40)$$

$$R_2 = \left(\frac{Z}{2}\right) \cdot \left(\frac{K^2 - 1}{K}\right) \quad [\Omega]. \quad (41)$$

T člunek



Obrázek 43. Zapojení T člunku

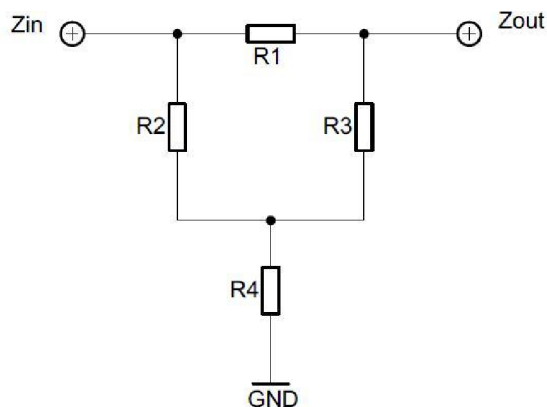
$$R_1 = R_2 = Z \cdot \left(\frac{K - 1}{K + 1}\right) \quad [\Omega], \quad (42)$$

$$R_3 = 2 \cdot Z \cdot \left(\frac{K}{K^2 - 1}\right) \quad [\Omega]. \quad (43)$$

Vzorce jsou použity z [9].

Přemostěný T-článek

Odpory R_2 a R_3 mají hodnotu Z_0 , což je charakteristická impedance obvodu.



Obrázek 44. Schéma zapojení přemostěného T článku

- **Aktivní útlumové články**

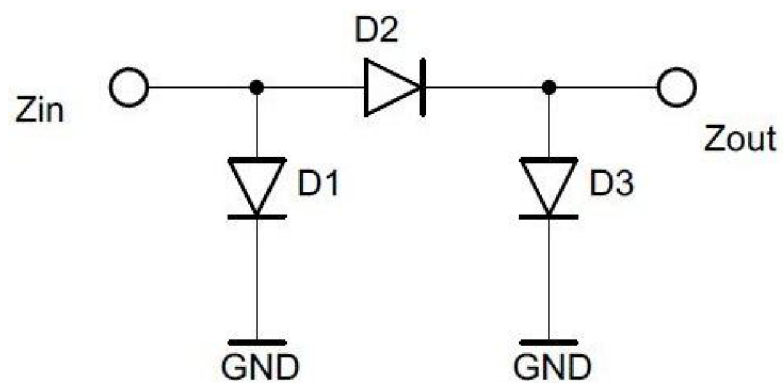
Jsou tvořeny PIN diodami, které lze konstruovat jako proměnný odpor pokud nadefinujeme a precizně nastavíme řídicí proud procházející diodou. Obvykle se používají zapojení PI a T článků.

PIN dioda

Obvykle je tvořena křemíkem. Základ tvoří vrstva I, dále je sestavena pomocí dvou silně legovaných oblastí P^+ a N^+ . Využívá se v oblasti centimetrových vln jako řízený rezistor nebo spínač.

PI článek

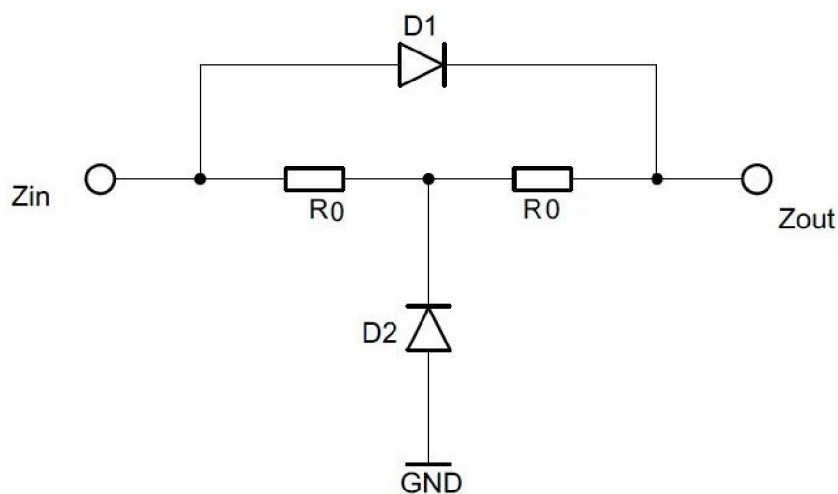
Pracuje podobě jako T článek. Pro minimální útlum je D_1 a D_3 bez řídicího napětí a dioda D_2 má řídicí napětí maximální. Pro maximální útlum je situace opačná.



Obrázek 45. Aktivní útlumový člunek PI

T člunek

Nejnižší útlum člunku je pokud diodou D_1 teče velký proud (její odpor je malý), malý řídicí proud diody D_2 způsobuje její velký odpor. Pro zvýšení útlumu atenuátoru je nutné snížit proud diodou D_1 a zvýšit proud diodou D_2 . Maximální útlum člunku je pokud se D_2 chová jako zkrat, takže zdroj i zátěž vidí odpor R_0 odpovídající jejich vnitřním impedancím.



Obrázek 46. Aktivní útlumový člunek T

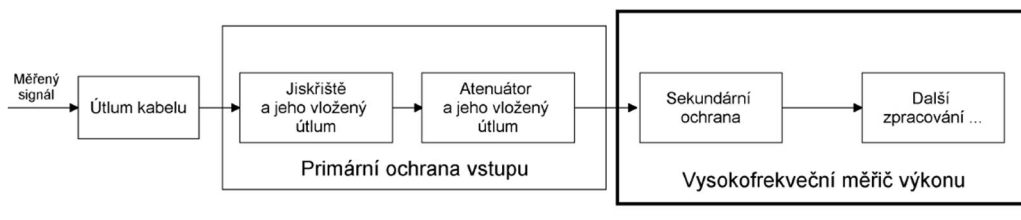
5 HARDWAROVÁ KONCEPCE

Tato kapitola popisuje návrh hardwarových částí systému a výběr vhodných komponent pro realizaci vysokofrekvenčního měřice výkonu.

5.1 Ochrana vstupu

Jak bylo uvedeno v kapitole 4., lze ochranu vstupu rozdělit na primární a sekundární část. Po rozboru požadavků na vysokofrekvenční měřič výkonu bylo určeno, že realizované zařízení bude obsahovat pouze sekundární stupeň ochrany.

Primární stupeň ochrany (např. jiskřiště) může být v extrémním případě připojen externě. Stejně tak může být externě připojen atenuátor dimenzovaný na velikost vstupního výkonu. Vložené útlumy externě připojeného kabelu, jiskřiště či atenuátoru je možno na dané frekvenci sečíst a zadat jeho velikost měřicímu přístroji.



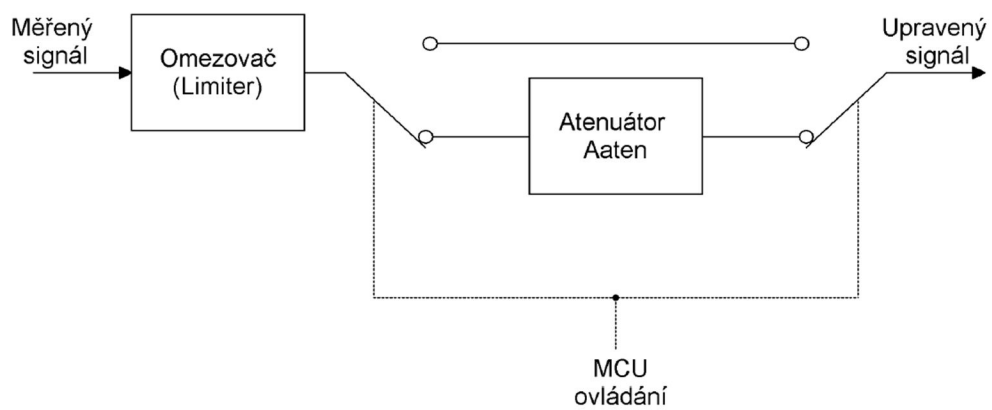
Obrázek 47. Rozdělení realizace ochran měřice výkonu

5.1.1 Návrh sekundární ochrany

Sekundární ochranu před nebezpečně vysokou úrovní vstupního signálu je nevhodnější realizovat pomocí omezovače (limiteru). Funkce limiteru je popsána v kapitole 4.2.2. Dále je nezbytné, aby tento blok obsahoval možnost vložení útlumu (atenuátor). Útlum je nutné vkládat pro detekci překročení vstupního rozsahu a pro využití lineární části diodového detektoru.

Překročení rozsahu bude vyhodnocovat MCU. Pro pochopení vyhodnocení překročení rozsahu je připravena následující ilustrace situace. Maximální měřitelný výkon detektoru bude označen P_{det} . V běžném stavu bude zařazen atenuátor s útlumem A_{aten} . Maximální měřený výkon tedy v této situaci je $P_{měr} = P_{det} - A_{aten}$. Pokud tedy naměříme hodnotu odpovídající $P_{měr}$, vyřadíme z cesty signálu atenuátor. Pokud pak bude hodnota $P_{měr} \geq P_{det}$, lze tuto situaci vyhodnotit jako překročení rozsahu. Hodnota $P_{měr}$ nikdy nesmí nebezpečně překročit P_{det} , která by mohla poškodit detektor. O to se stará předřazený omezovač.

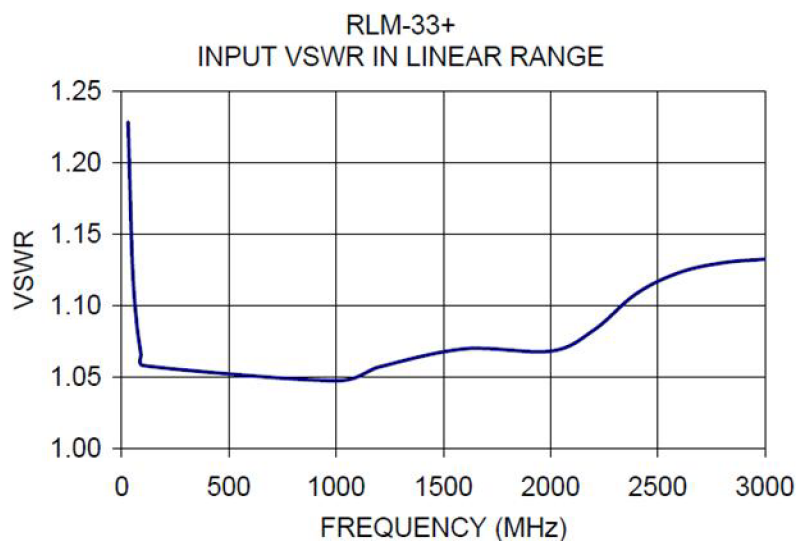
Zařazování atenuátoru lze provést dvěma způsoby. Tím prvním je použití zařízení s proměnným útlumem (tzv. programovatelný atenuátor) schopné nastavovat hodnotu 0 dB až A_{aten} . Toto elegantní řešení není vhodné z důvodu problematiky osazování těchto obvodů. Vyskytují se v pouzdru typu QFN (pro frekvenci v řádu jednotek GHz). Druhé řešení je založeno na dvou přenosových cestách, jedna je bez útlumu a druhá je s definovaným útlumem A_{aten} . Volbu vhodné přenosové cesty zajišťuje MCU pomocí vysokofrekvenčních přepínačů.



Obrázek 48. Blokové schéma sekundární ochrany

Omezovač

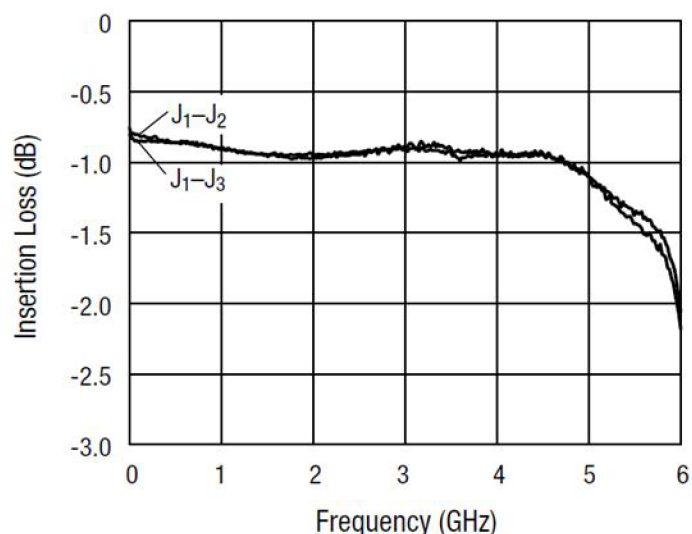
Omezovač musí být vhodně zvolen pro ochranu diodového detektoru. Jako odpovídající limiter byl vybrán RLM-33+ od firmy Mini-Circuits. Ten precizně omezuje vstupní výkon na maximální hodnotu +12 dBm. Jeho maximální dovolený vstupní výkon je +30 dBm. Dokáže také měřicí část přístroje ochránit proti ESD. Je určen pro frekvenční pásmo 30 až 3000 MHz, kde je jeho typický vložený útlum roven 0,23 dB. Limiter je impedančně přizpůsoben na 50 Ω vedení.



Obrázek 49. Výstupní poměr VSWR limiteru RLM-33+ [16]

Přepínač

Jako vhodný přepínač byl zvolen AS186-302 od firmy SKYWORKS. Ten je běžně používán pro aplikace GSM, PCS, WCDMA, 2.4 GHz ISM. Jeho funkce je zaručena do frekvence 6 GHz. Při rozpojení má izolaci vstupu od výstupu vyšší než 33 dB. Přepínání lze ovládat kladným napětím 0/3 V nebo 0/5 V. Je vhodně navržen tak, aby nezpůsobil odrazy na rozpojeném vedení. Vyrábí se v pouzdrů MSOP-8.



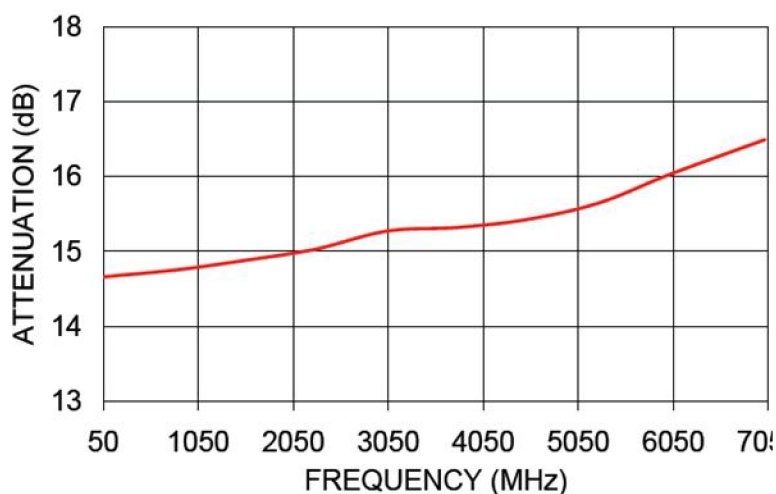
Obrázek 50. Vložené ztráty přepínače AS186-302 pro oba stavy, napájecí napětí 5 V [17]

Tabulka 2. Pravdivostní tabulka stavů pro jeden přepínač

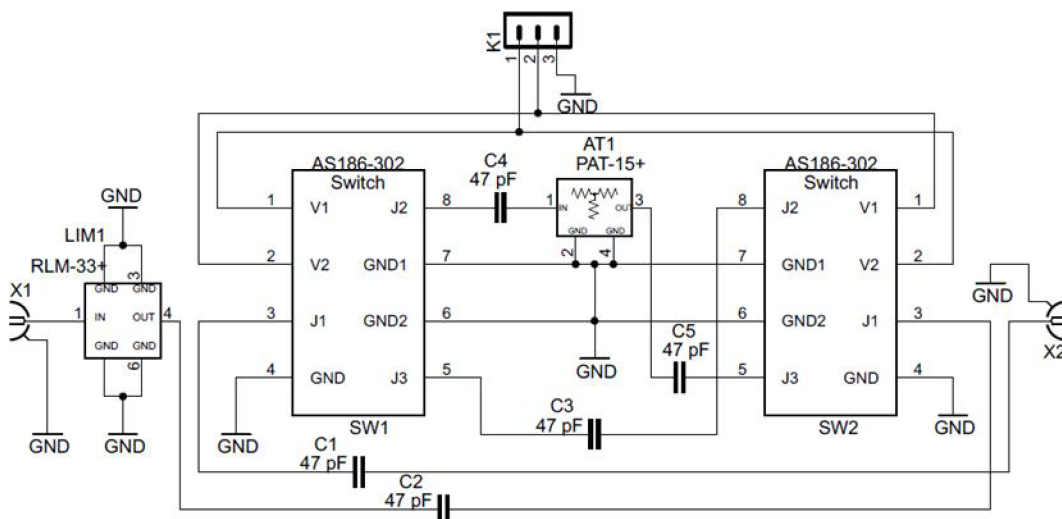
V ₁	V ₂	J ₁ -J ₂	J ₁ -J ₃
0	5	Izolace	Vložený útlum
5	0	Vložený útlum	Izolace

Atenuátor

Jako vhodný fixní atenuátor byl zvolen PAT-15+ od firmy Mini-Circuits. Jeho jmenovitá hodnota je 15 dB použitelný do frekvence až 7 GHz. Je koncipován pro maximální vstupní výkon o velikosti 1 W. Je vyroben v miniaturním keramickém pouzdru. PAT-15+ je impedančně přizpůsoben na 50 Ω.



Obrázek 51. Grafická závislost útlumu na frekvenci atenuátoru PAT-15+ [18]



Obrázek 52. Obvodové schéma realizované sekundární ochrany

Tabulka 3. Pravdivostní tabulka stavů pro celou sekundární ochranu

K1		SW1		SW2	
1	2	J ₁ -J ₂	J ₁ -J ₃	J ₁ -J ₂	J ₁ -J ₃
0	5	Izolace	Vložený útlum	Vložený útlum	Izolace
5	0	Vložený útlum	Izolace	Izolace	Vložený útlum

Výpočet impedančně přizpůsobeného mikropáskového vedení

Navrhované vedení spojující jednotlivé prvky ochrany vstupu musí být impedančně přizpůsobeno na 50 Ω. Výpočet charakteristické impedance mikropáskového vedení je proveden dle vzorců z kapitoly 1.2.2.

Výpočet charakteristické impedance mikropáskového vedení uloženém na dielektriku FR4 s tloušťkou 0,8 mm a šířkou mikropásku $w=1,54$ mm.

$$\left(\frac{w}{h}\right) \geq 1,$$

$$\left(\frac{1,54}{0,8}\right) \geq 1,$$

$$1,925 \geq 1.$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \left(\frac{h}{w}\right)\right)^{-0,5} = \frac{4,4 + 1}{2} + \frac{4,4 - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \left(\frac{0,8}{1,54}\right)\right)^{-0,5} = 3,33 \text{ F/m},$$

$$Z_0 = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} \cdot \left[\frac{w}{h} + 1,393 + \frac{2}{3} \cdot \ln \left(\frac{w}{h} + 1,444 \right) \right]} =$$

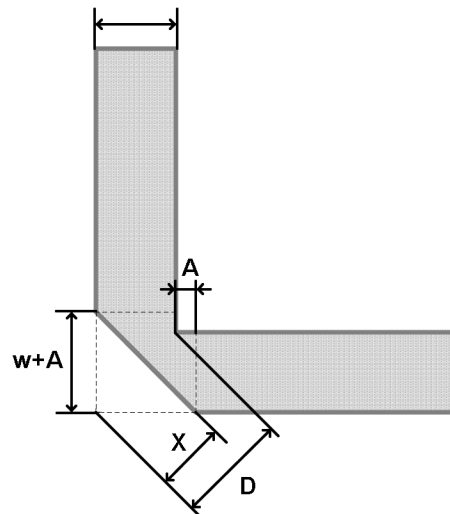
$$= \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{3,33} \cdot \left[\frac{1,54}{0,8} + 1,393 + \frac{2}{3} \cdot \ln \left(\frac{1,54}{0,8} + 1,444 \right) \right]} = 50,05 \Omega.$$

Z výpočtu je patrné, že šířka mikropásku $w=1,54$ mm je zcela ideální pro vhodné impedanční přizpůsobení. Kvůli technologii výroby musí být hodnota šířky nepatrně navýšena na $w=1,55$ mm.

Výpočet „zakřivení“ vedení

Při konstrukci DPS vyvstal problém s ohybem vedení. Kolmá změna směru vedení není možná, z důvodu vzniku nežádoucí parazitní kapacity. Dalším způsobem je využít ohyb obloukem. Aby měl ohyb stejné vlastnosti jako rovné vedení, musel by být poloměr ohybu trojnásobkem šířky navrhnutého mikropásku.

Nejvhodnějším řešením bude pokosový ohyb (mitered bends). Matematické vztahy [19] pro jeho výpočet byly empiricky získány v roce 1970.



Obrázek 53. Pokosový ohyb vedení

Aby bylo možno použít výpočet, musí platit podmínky:

$$0,22 \leq \frac{w}{h} \leq 2,75, \quad (44)$$

$$2,5 \leq \varepsilon_r \leq 25. \quad (45)$$

Pak platí:

$$D = w^2 \quad [m], \quad (46)$$

$$X = D \cdot \left(0,52 + 0,65 \cdot e^{\left(-1,3 \frac{w}{h}\right)} \right) \quad [m], \quad (47)$$

$$A = \left(X - \frac{D}{2}\right)^2 \quad [m]. \quad (48)$$

Příklad výpočtu pro substrát FR4 s tloušťkou pokovení 35 μm. Tloušťka mikropásky pro výrobu w=1,55 mm.

Podmínky:

$$0,22 \leq \frac{w}{h} \leq 2,75,$$

$$0,22 \leq \frac{1,55}{0,8} \leq 2,75,$$

$$0,22 \leq 1,9375 \leq 2,75,$$

$$2,5 \leq \varepsilon_r \leq 25,$$

$$2,5 \leq 4,4 \leq 25.$$

Obě podmínky byly splněny, je možno provést výpočet:

$$D = w^2 = 1,55^2 = 2,4025 \text{ mm}^2,$$

$$X = 2,4025 \cdot \left(0,52 + 0,65 \cdot e^{\left(-1,3 \cdot \frac{1,55}{0,8}\right)}\right) = 1,3765 \text{ mm},$$

$$A = \left(X - \frac{D}{2}\right)^2 = \left(1,3765 - \frac{2,4025}{2}\right)^2 = 0,0307 \text{ mm}.$$

Vypočtené hodnoty jsou použity při návrhu DPS sekundární ochrany.

Nelineární přechod impedance vývod-vedení

Při připojování jednotlivých vývodů součástek k mikropáskovému vedení může docházet k nelineárnímu impedančnímu přechodu. Ten se vyskytuje zejména při rozdílné šířce vývodu a vedení. Další nelinearity přechodu vznikají pájením. Aby byl vliv přechodu zanedbatelný, musí být jeho délka menší než 0,1 až 0,2 λ.

Výpočet zanedbatelné délky pro maximální předpokládanou frekvenci f=6 GHz:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{6 \cdot 10^9} = 0,05 \text{ m} = 50 \text{ mm},$$

$$0,1 \cdot \lambda = 0,1 \cdot 50 = 5 \text{ mm},$$

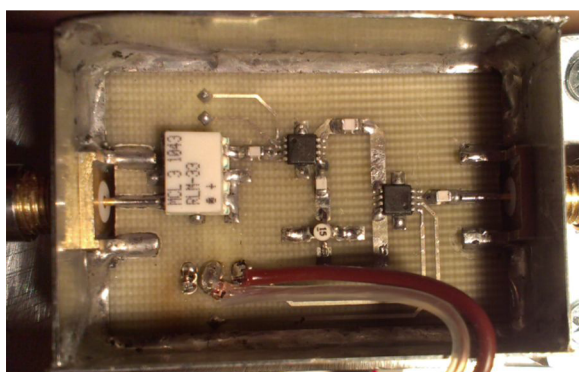
$$0,2 \cdot \lambda = 0,2 \cdot 50 = 10 \text{ mm}.$$

Pokud tedy bude délka přechodu vývod-mikropásek menší než 5 mm (v méně náročné aplikaci 10 mm), lze tyto impedanční nelinearity zanedbat.

Návrh desky plošného spoje

Návrh desky plošného spoje vychází z výše uvedeného obvodového schématu a byly při něm zohledněny získané teoretické poznatky.

Sekundární ochrana vstupu je navrhována pro substrát FR4 s tloušťkou 0,8 mm a s pokovením mědi 35 μm . Těmto parametrům odpovídá mikropáskové vedení o šířce $w=1,55$ mm. Při návrhu bylo využito i pokosového vedení. Dále byly použity výše uvedené a popsány prvky ochrany (omezovač, přepínač, atenuátor). Na vstup i výstup sekundární ochrany byl umístěn SMA AMPHENOL CONNEX - 13225 konektor s montáží do DPS. Navrhovaná ochrana byla umístěna do krabičky s pocínovaného plechu o rozměru 450x300x220 mm, ta slouží pro odstínění rušivých vlivů okolí. Z totožného důvodu jsou také použity stíněné propojovací kabely. Podklady pro výrobu sekundární ochrany vstupu jsou umístěny v příloze.



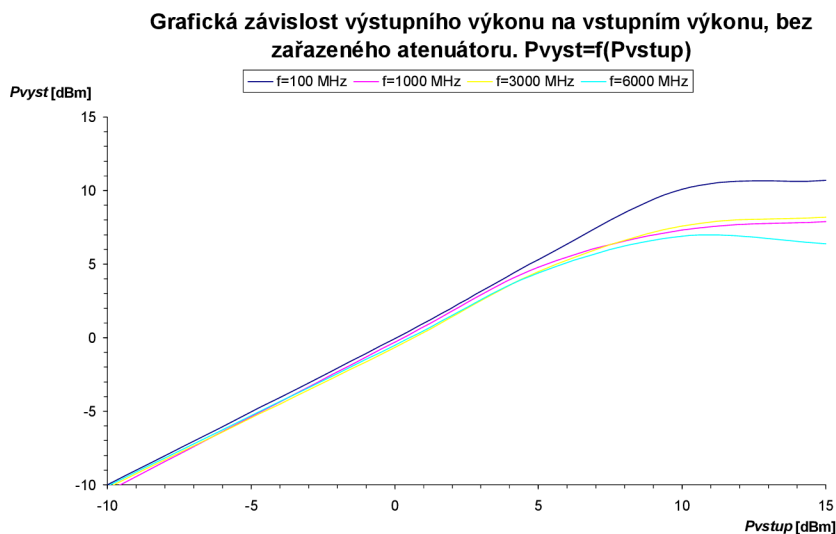
Obrázek 54. Fotografie realizované ochrany vstupu

Ověření funkce sekundární ochrany vstupu

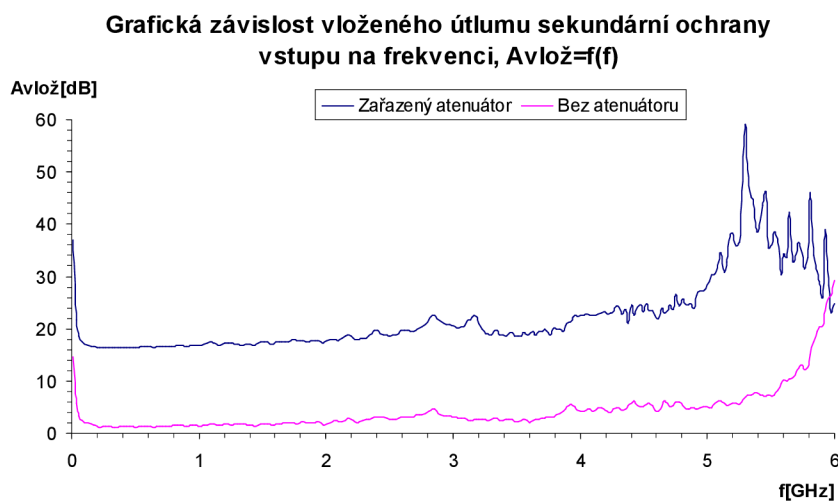
Ověření sekundární ochrany vstupu bylo realizováno v několika dílčích krocích, které však poskytují komplexní pohled na její funkci. Ta je jedním z hlavních poznatků limitující použití celého měřicího systému.

Kroky ověření ochrany:

- omezení hodnoty vstupního výkonu přesahující +12 dBm,
- měření vloženého útlumu pro zařazený atenuátor,
- měření vloženého útlumu pro vyřazený atenuátor.



Obrázek 55. Změřená grafická závislost omezení výkonu přesahující povolenou mez



Obrázek 56. Změřená grafická závislost vloženého útlumu ochrany vstupu na frekvenci

Z grafické závislosti popisující omezení vstupního výkonu nad povolenou mez je zřejmé, že navržená ochrana vstupu splnila svůj primární účel. A to omezit vstupní výkon přesahující hodnotu 12 dBm. Projevuje se zde ovšem vliv frekvence, který určuje maximální měřitelný výkon realizovaného měřiče výkonu na 5 dBm.

Z grafu pro vložený útlum je jasně patrný vliv zařazeného attenuátoru. Z této grafické závislosti plyne frekvenční omezení realizovaného měřiče výkonu a to na rozsah kmitočtů 0,1 až 5 GHz. Dále je zde patrná nelinearita, která se promítne do chyby celého měřicího systému.

5.2 Senzor pro měření výkonu

V teoretickém rozboru metod měření výkonu jsou rozebrány jejich vlastnosti a také parametry jednotlivých senzorů. Z rozboru jasně vyplynulo, že nejvhodnějším senzorem pro navrhované zařízení je diodový detektor.

Detektor je možné použít ve frekvenčním pásmu od 10 MHz do 50 GHz. Další jeho výhodou je schopnost měřit pulzní signály s šířkou pulzu již od jednotek mikrosekund. Výkon měřeného signálu může být v rozsahu -70 dBm do 20 dBm. To umožňuje měřit i moderní telekomunikační signály. Nevýhodou diodového senzoru je teplotní závislost a nelinearita, která musí být kompenzována při vyhodnocení měřeného výkonu.

5.2.1 Vybraný diodový detektor

Jako nejvhodnější diodový detektor byl vybrán ZX47-60+. Pracuje ve frekvenčním rozsahu 10 MHz až 8 GHz a je schopný měřit výkony od -60 dBm do +5 dBm. Je impedančně přizpůsoben k 50 Ω vedení.

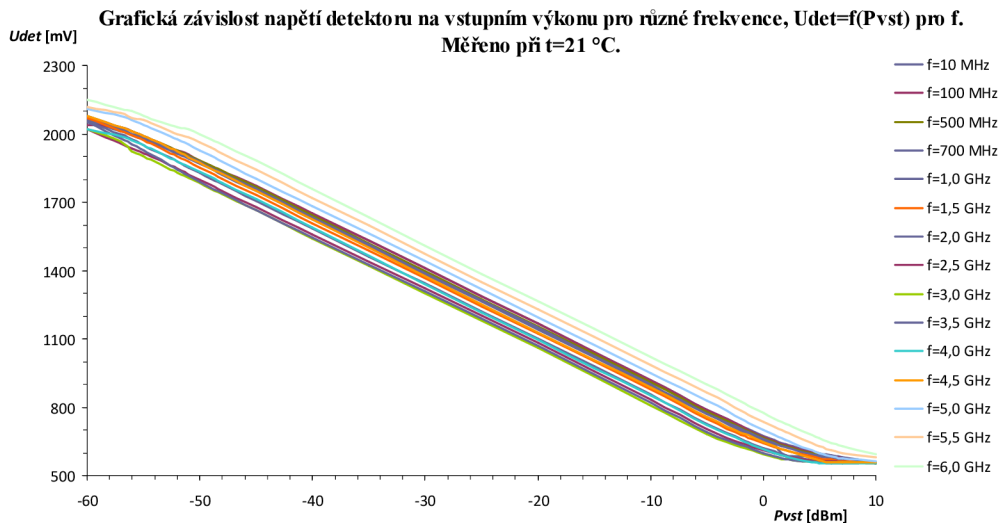
Mezi další výhody tohoto senzoru patří:

- Napájecí napětí +5 V
- Připojení pomocí SMA konektorů
- Sklon charakteristiky -25 mV/dB
- Impulzní odezva v řádu stovek ns
- Vysoká teplotní stabilita
- Zabudovaný teplotní senzor
- Nízko-šumový DC výstup

Detektor ZX47-60+ se běžně používá pro měření, monitorování a indikaci vysokofrekvenčního výkonu. Často se uplatňuje se v nízkonákladovém zařízení pro měření výkonu, v RF přijímačích či v rychlých zpětnovazebních smyčkách.

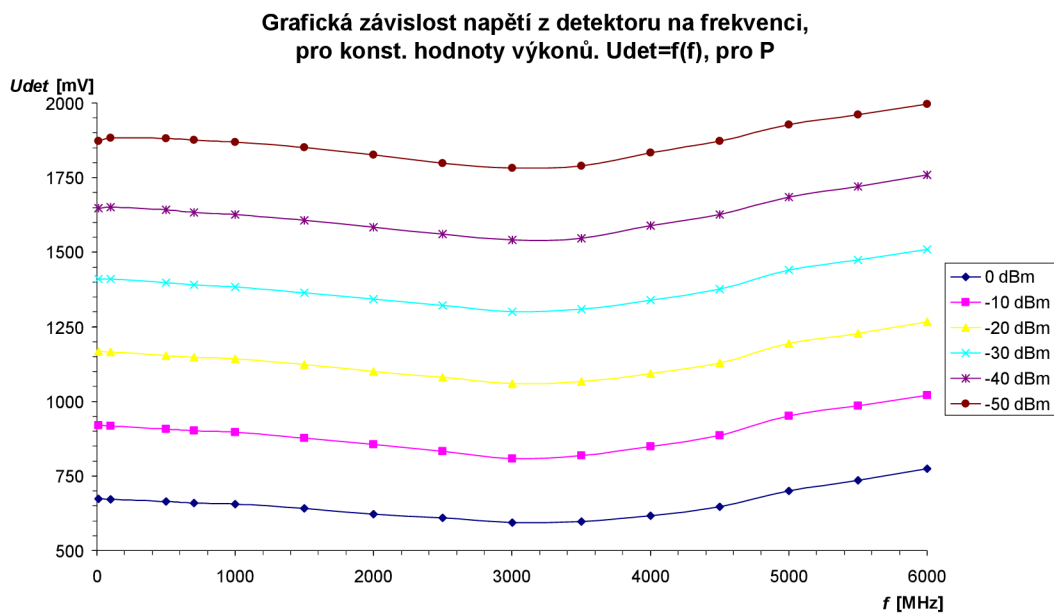


Obrázek 57. Fotografie detektoru výkonu ZX47-60+



Obrázek 58. Grafická závislost napětí na detektoru v závislosti na vstupním výkonu

Pro kvalitnější ilustraci frekvenční závislosti diodového detektoru ZX47-60+ je uvedena další grafická závislost.

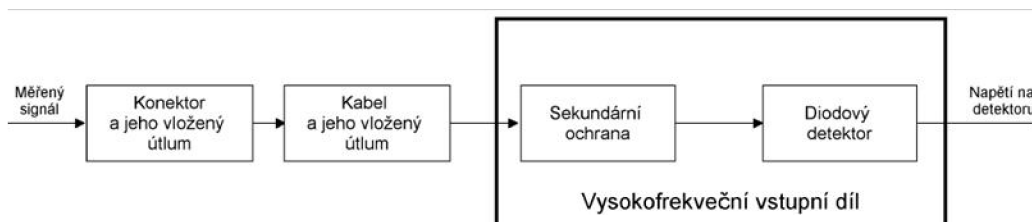


Obrázek 59. Grafická závislost napětí U_{det} na frekvenci pro zvolené hodnoty výkonů

Z obou uvedených grafických závislostí je jasně patrná lineárně klesající závislost napětí U_{det} na rostoucím vstupním výkonu a to v rozsahu měřených výkonů od -55 až 0 dBm. Frekvenční závislost detektoru je nelineární a je nutné ji kompenzovat. Dále je nutné brát v úvahu i teplotní závislost. Ta je však v laboratorních podmínkách zanedbatelná.

5.3 Vstupní díl jako celek

Do tohoto bodu jsou bloky navrhovaného měřiče výkonu pracující s vysokofrekvenčním signálem brány jako samostatné komponenty. To však není zcela vhodné, pro odhalení všech žádoucích či nežádoucích závislostí a vlivů na vstupním dílu jako celku. Z tohoto důvodu byl vstupní díl sestaven v jeden celek a byly provedeny další měření, které jsou základem pro určení nejvhodnějšího postupu výpočtu měřeného výkonu z napětí na detektoru.



Obrázek 60. Blokové schéma vstupního dílu jako celku

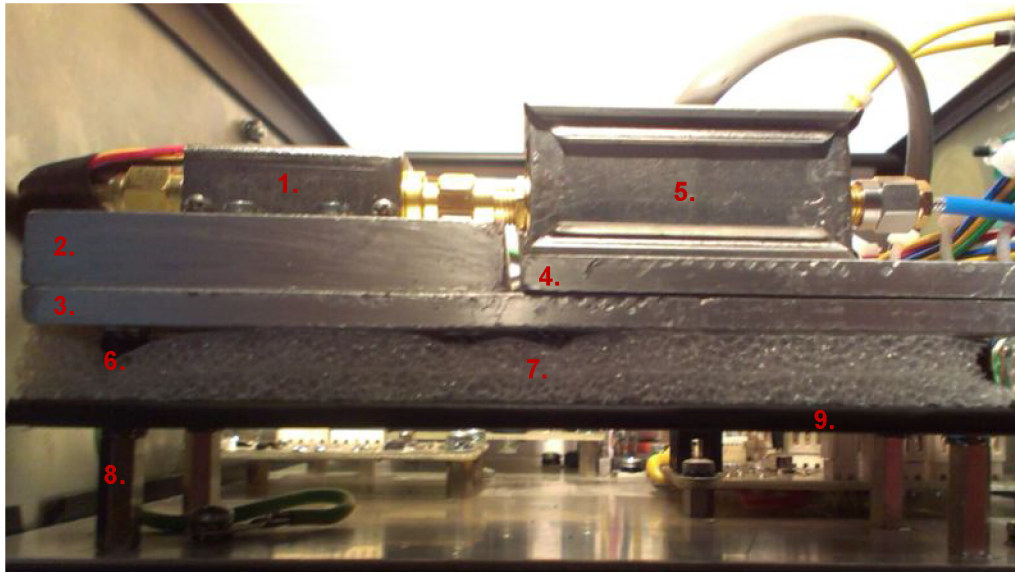
Jako vstupní konektor byl zvolen velmi robustní konektor typu N s přechodem v SMA. Konektor je určen pro montáž do panelu a mezi jeho vlastnosti patří nízký vložený útlum (maximálně desetiny dB) a použitelnost pro frekvence do 18 GHz. Jeho největší výhodou je vysoký počet věrně reprodukovatelných spojení. Sekundární ochrana vstupu a konektor typu N je spojen kabelem 086-3SMRSM+, který vykazuje maximální útlum 0,2 dB na frekvenci 6 GHz.

5.3.1 Mechanická konstrukce

Při rozboru mechanické konstrukce vstupního dílu vysokofrekvenčního měřiče výkonu bylo bráno v úvahu několik faktorů:

- izolace od vlivu elektromagnetického rušení,
- tepelná stabilizace a izolace systému,
- mechanická pevnost uložení.

Vliv elektromagnetického rušení je odstraněn konstrukčním provedením (vodivým opláštěním) detektoru a sekundární ochrany vstupu. Teplotní závislost vstupního dílu je v laboratorních podmínkách zanedbatelná. Navrhovaný měřič výkonu ovšem obsahuje nežádoucí zdroje tepla, jako jsou transformátor s usměrňovačem, nabíjení baterie a baterii samotnou. Prvním opatřením proti těmto vlivům je umístění vstupního dílu na opačnou stranu přístrojové krabice. Druhým opatřením je umístění ochrany vstupu a detektoru na společný hliníkový profil, který vstupní systém teplotně stabilizuje. Třetím opatřením je dále tento systém teplotně izolovat, proto je uložen do vyrobené plastové krabice (rozměry 49x140x55 mm). Ta má vnitřní stěny obloženy polyuretanovou pěnou.



Obrázek 61. Mechanické provedení vstupního dílu vf. měřiče výkonu

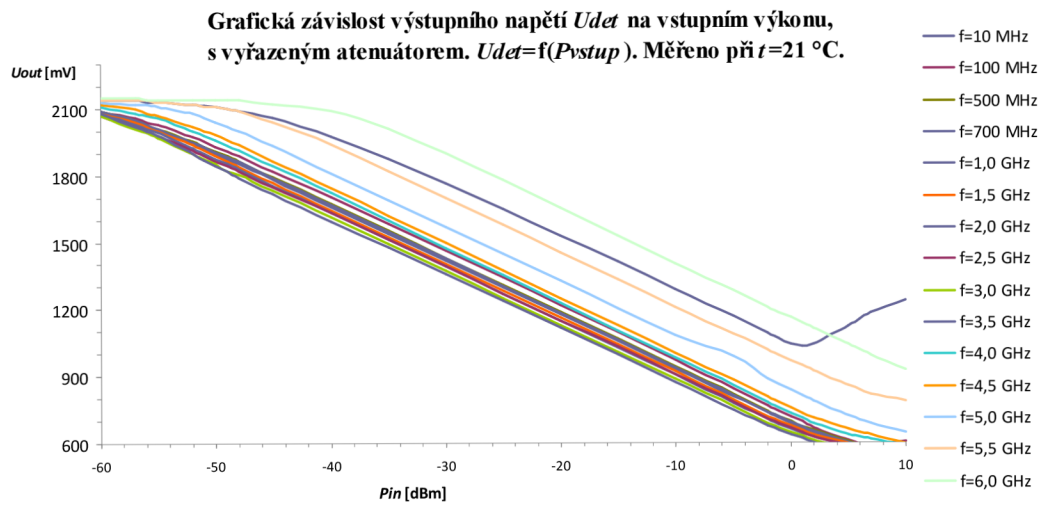
Mechanické provedení se skládá z:

1. diodového detektoru,
2. hliníkového profilu o rozměru 40x63x10 mm,
3. hliníkového profilu o rozměru 40x132x5 mm,
4. hliníkového profilu o rozměru 40x68x5 mm,
5. sekundární ochrana vstupu,
6. 4 ks plastových distančních sloupků M3x10,
7. polyuretanová pěna,
8. 4 ks kovových distančních sloupků M3x15,
9. víčko plastové krabičky.

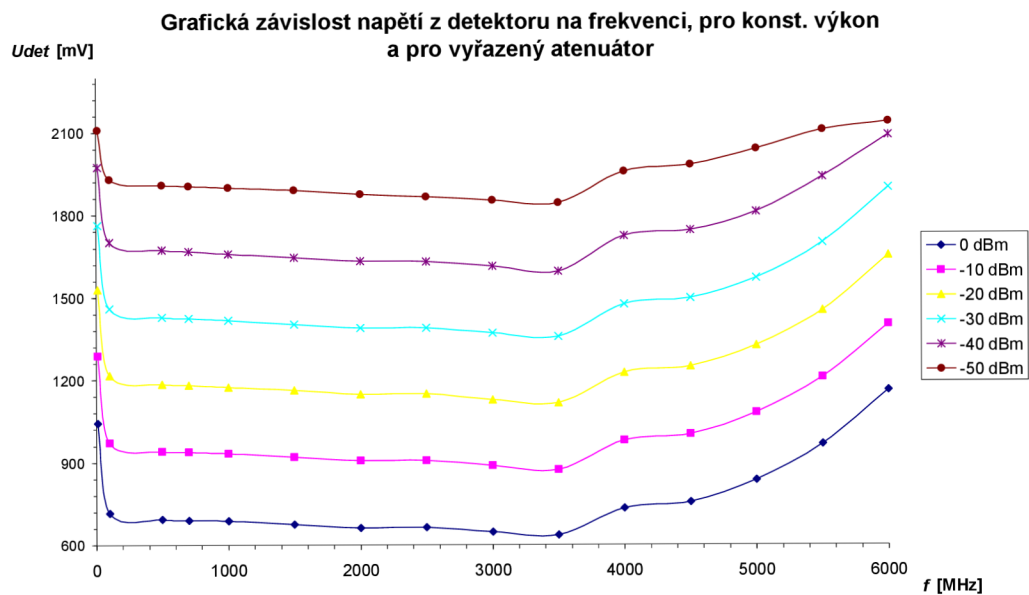
Na sestavu z výše uvedeného obrázku je umístěna plastová tepelně izolační krabice. Výše uvedená opatření zajistí provoz v laboratorních podmínkách. Softwarovým ošetřením bude teplotní rozsah rozšířen na rozsah 0 °C až 60 °C. V tomto rozsahu je vliv teploty na senzor minimální a po jeho přesáhnutí bude přerušeno měření.

5.3.2 Měření vstupního dílu

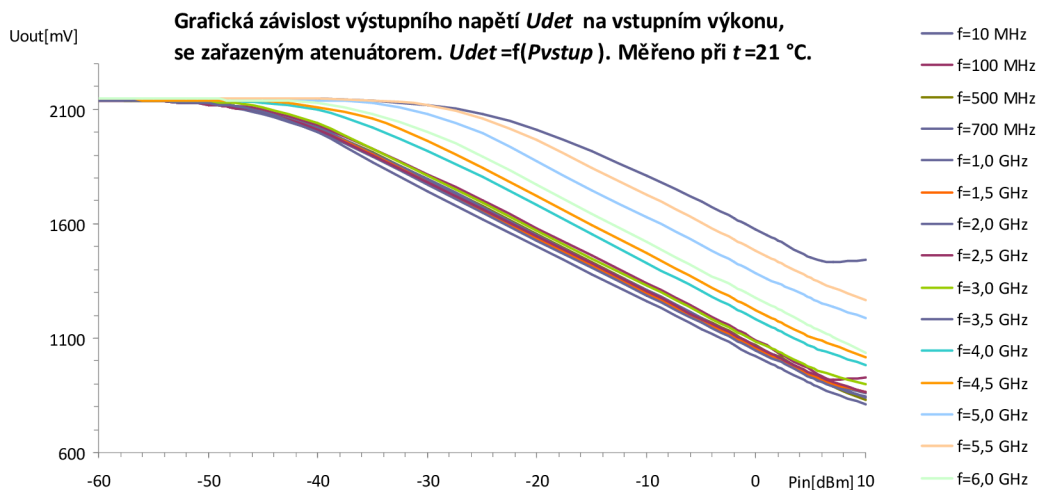
V této podkapitole jsou uvedeny změřené průběhy vysokofrekvenčního dílu jako celku. Z těchto grafických závislostí byl určen finální vzorec pro převod změřeného napětí na měřený výkon.



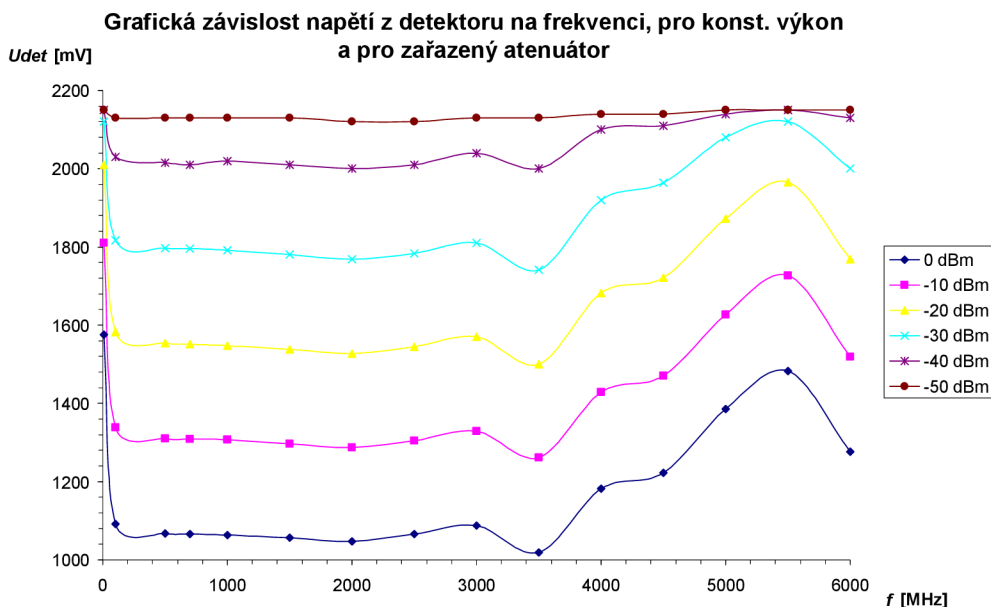
Obrázek 62. Změřená grafická závislost napětí na detektoru na měřeném výkonu, s vyřazeným atenuátorem.



Obrázek 63. Grafická závislost napětí U_{det} na frekvenci pro zvolené hodnoty výkonů, s vyřazeným atenuátorem ochrany vstupu



Obrázek 64. Změřená grafická závislost napětí na detektoru na měřeném výkonu, se zařazeným atenuátorem.



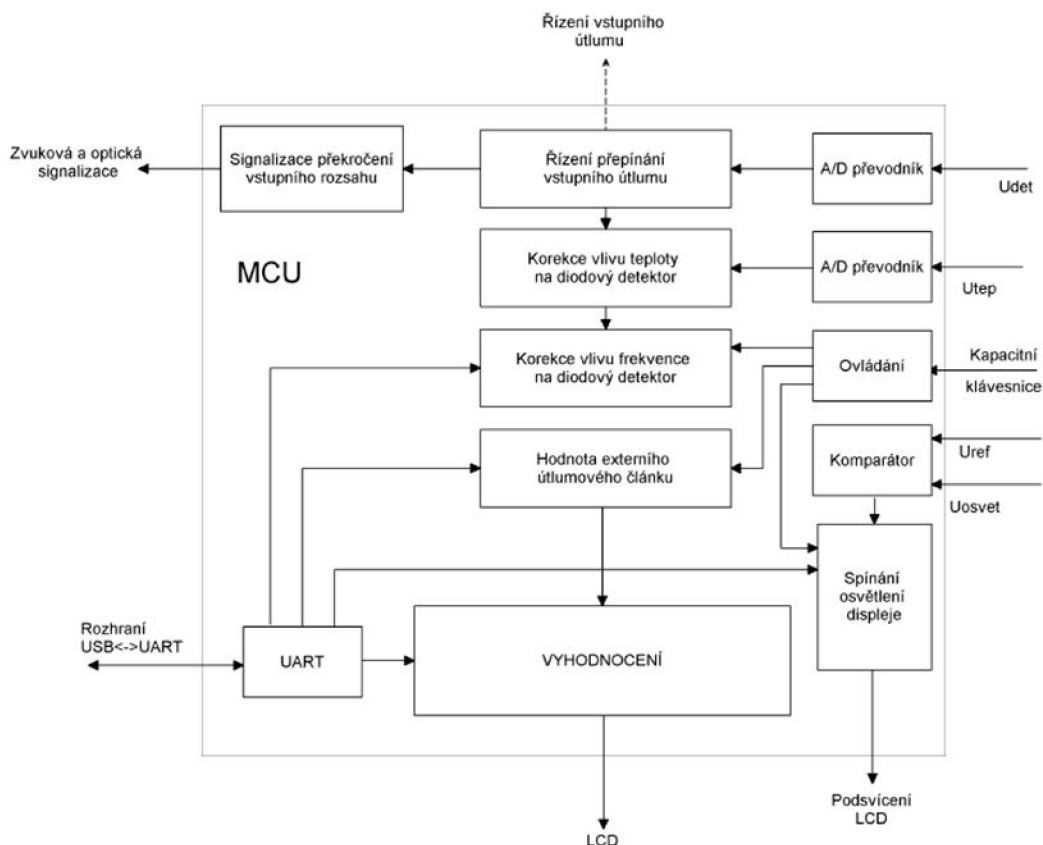
Obrázek 65. Grafická závislost napětí U_{det} na frekvenci pro zvolené hodnoty výkonů, se zařazeným attenuátorem ochrany vstupu

Ve změřených grafických závislostech se negativně projevuje vliv ochrany vstupu. Způsobuje vyšší nelineární závislost na frekvenci měřeného signálu, ta je vyšší pro zařazený attenuátor. Dále se také snížil rozsah linearitní závislosti $U_{det}=f(P_{vstup})$ pro vyřazený attenuátor na -45 až 0 dBm.

Po bližším rozboru výše uvedených průběhů bylo určeno, že se zařazeným atenuátorem budou měřeny výkony -9,99 dBm až 5 dBm. Měření bez zařazeného atenuátoru bude prováděno v rozsahu od -45 dBm do -10 dBm. Frekvenční závislost bude rozdělena do matematicky popsaných intervalů s šířkou 500 MHz.

5.4 MCU

Výběr vhodného mikrokontroléru (MCU) byl proveden na základě požadavků celého systému. Úkolem MCU je provádět funkce řízení, vyhodnocení, komunikaci, zobrazení a signalizaci navrhovaného měřiče výkonu, což vyplývá z následujícího blokového schématu



Obrázek 66. Blokové schéma požadavků na MCU

Nejdůležitějšími parametry reálného mikrokontroléru je velikost jeho programové paměti a jeho hardwarové vybavení. S ohledem na požadavky zařízení byla zvolena jako dostačující hodnota programové paměti o velikosti 32 kB.

Dále byly určeny požadavky na hardwarové vybavení:

- Vhodný počet I/O pinů
- Vhodný počet A/D převodníků
- ISP pro nahrání firmware a komunikaci s kapacitními klávesami
- Vhodná pracovní frekvence
- PWM generátor
- Komparátor
- Dostupnost

- Cena
- SMD provedení

Jako nejvhodnější byl vybrán 8bitový procesor ATmega32-16AU od firmy ATMEL, který splňuje všechny dané požadavky. Tento procesor je vyroben v pouzdru 44TQFP.

Zapojení pro DPS MCU je umístěna v příloze.

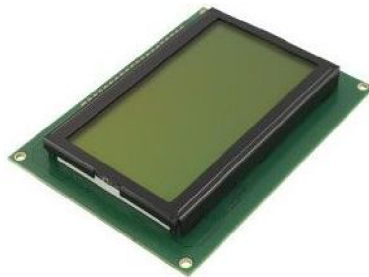
5.5 Displej a indikace

V této kapitole jsou popsány vhodné zobrazovací a signalizační prostředky. Ty jsou navrženy tak, aby obsluze měřicího přístroje zjednodušili obsluhu a získávání informací o aktuálním stavu, ve kterém se přístroj nachází.

5.5.1 Displej

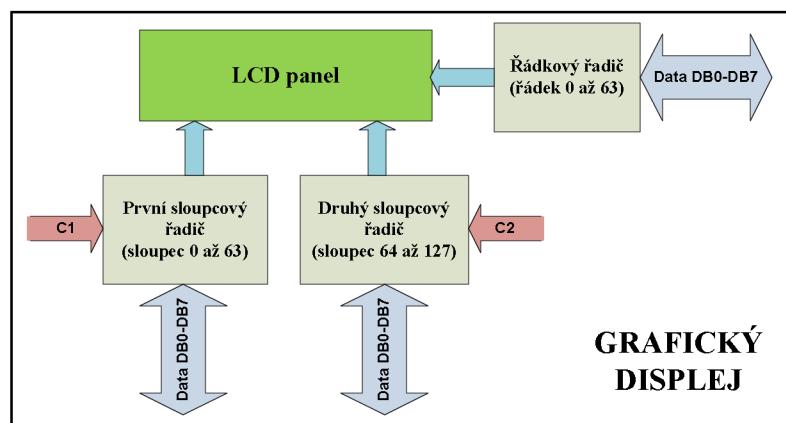
Jako vhodný displej byl vybrán grafický LCD displej GDM12864A-FL-YBW s rozlišením 128 x 64 bodů. Tento displej je pouze grafický a proto je nutné použít vlastní znakovou sadu. Použitá znaková sada je volně dostupná na internetu a jejím autorem je Fabian Maximilian Thiele. Znaková sada a použité fonty byly zvoleny na základě doporučení pana Ing. Zbyněk Fedry, Ph.D. [21].

Displej podporuje vykreslování jednoduchých geometrických tvarů, které lze využít při zobrazování jednoduchých grafických závislostí. Tento displej komunikuje pomocí paralelní 8bitové sběrnice a pomocí vývodů E, RS, CS1, CS2, RW, RST.



Obrázek 67. Grafický LCD displej GDM12864A-FL-YBW

Displej je rozdělen na dvě poloviny po 64 x 64 bodů. Každá polovina je řízena vlastním řadičem KS0108. Vývod CS1 a CS2 určuje, jestli je používána levá či pravá polovina displeje popřípadě obě.



Obrázek 68. Blokové schéma grafického displeje GDM12864A-FL-YBW

Tabulka 4. Popis vývodů použitého grafického displeje

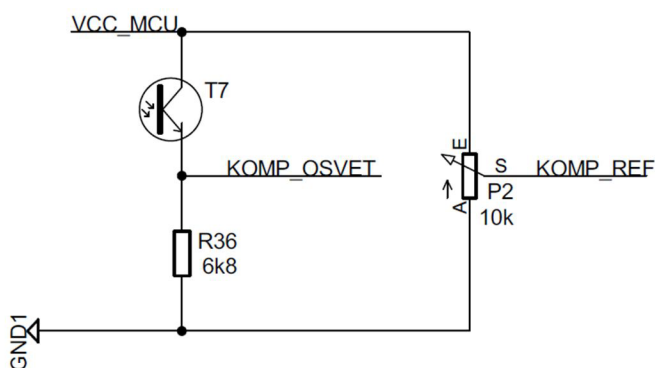
Vývod	Název	Funkce
1	Vss	Napájení GND
2	Vcc	Napájení +5V
3	Vee (Vo)	Nastavení kontrastu
4	RS	Pro: RS=0 - instrukcí, RS=1 - daty
5	RW	Pro: RW=0 - zápisem, RW=1 - čtením
6	E	Hodinový signál
7	DB0	Data bit DB0
8	DB1	Data bit DB1
9	DB2	Data bit DB2
10	DB3	Data bit DB3
11	DB4	Data bit DB4
12	DB5	Data bit DB5
13	DB6	Data bit DB6
14	DB7	Data bit DB7
15	CS1	Výběr řadiče pro levou část LCD (CS1=1 -> vybráno)
16	CS2	Výběr řadiče pro pravou část LCD (CS2=1 -> vybráno)
17	RST	Reset modulu (RST=0 - reset, RST=1 -> normální funkce)
18	Vout	Výstup záporného napětí pro LCD
19	LED+	Anoda LED podsvícení
20	LED-	Katoda LED podsvícení

LED podsvícení displeje je spínáno pinem PD6 MCU. Mikrokontrolér spíná podsvícení pouze v automatickém režimu, aby byla dosažena nevyšší úspora energie baterie. V automatickém režimu je okolní osvětlení převedeno na napětí pomocí fototranzistoru v sérii zapojeného s rezistorem. Jako nejvhodnější fototranzistor byl vybrán SFH 3710 v SMD provedení, který téměř kopíruje citlivost lidského oka na viditelnou část spektra světla (400nm až 750nm). K nejvyšší citlivosti na intenzitu osvětlení dochází při intenzitě 1500 lx a tomu odpovídá proud tranzistorem o velikosti 0,7 mA.

Výpočet sériového rezistoru:

$$R = \frac{U_{cc}}{I_{tran}} = \frac{5}{0,7 \cdot 10^{-3}} = 7142,86 \Omega, \quad (49)$$

Byla zvolena hodnota rezistoru $R=6,8k\Omega$ z řady E12.

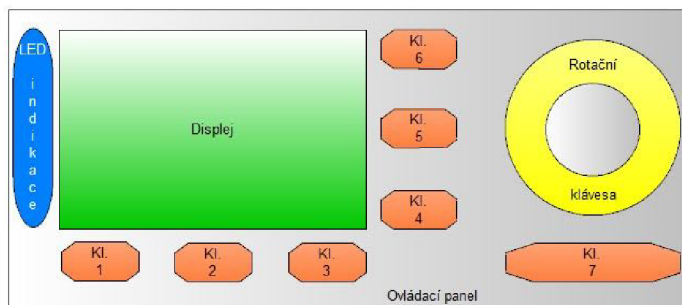


Obrázek 69. Schéma zapojení snímače osvětlení

Se zvyšujícím se osvětlení bude docházet k otevírání fototranzistoru a tím k nárůstu hodnoty protékajícího proudu. Průchod tohoto proudu povede k nárůstu hodnoty úbytku napětí (KOMP_OSVET) na rezistoru. Toto napětí je přivedeno na pin komparátoru AIN1, dále bude na pin AIN0 přivedeno referenční napětí (KOMP_REF). Pokud bude napětí na vstupu AIN0 větší než na vstupu AIN1 bude výstup komparátoru nastavený do log. 1 a dojde k sepnutí podsvícení. Fototranzistor je umístěn na čelním panelu.

5.5.2 Indikace

Indikace slouží k rozšíření komfortu informovanosti obsluhy o aktuálních procesech v měřicím přístroji. Je umístěna v levé části čelního panelu přístroje a tvoří ji 9 LED diod různých barev a jedna piezoelektrická siréna.



Obrázek 70. Ilustrace umístění indikace na čelním panelu

Indikace překročení rozsahu

Pokud MCU vyhodnotí překročení vstupního rozsahu, rozsvítí se červená LED dioda D9 a rozezní se výstražným tónem piezoelektrická siréna. Na displej je zároveň vypsáno varovné hlášení.

Indikace nabíjení

Nabíjecí obvod MCP73861 obsahuje dva výstupy pro informování o nabíjecím procesu. Na výstup STAT1 je připojena zelená LED dioda D5 informující o korektním nabíjení baterie. Na výstup STAT2 je připojena červená LED dioda D4, která bude upozorňovat na chybu nabíjení (např. přehřátí baterie).

Indikace komunikace

Dvěma LED diodami bude signalizováno, zda dochází ke komunikaci přes rozhraní USB, realizovaného převodníkem USB<->UART. Zelená LED dioda D1 bude detekovat informace na vodiči přijímače Rx a žlutá na vodiči vysílače Tx sběrnice typu UART.

Indikace napájení

Indikace napájení informuje, zda je realizovaný měřič připojen k elektrické síti (dioda D7) či ke komunikačnímu rozhraní USB (dioda D2). Obě LED mají zelenou barvu. Pokud svítí pouze dioda D7, je přístroj napájen z elektrické sítě. Pokud svítí oranžová dioda D6, je povolen odběr proudu 500 mA z USB a zařízení je vždy napájeno z USB rozhraní.

Indikace kalibrace

O kalibraci informuje oranžová LED dioda D8.

Indikace komunikace

Indikace komunikace je realizována dvojicí oranžových LED diod D1 a D2. D1 signalizuje přijímání dat a D2 vysílání.

5.6 USB komunikace

Navržený měřič výkonu má komunikovat přes sběrnici USB s PC. Vzájemné propojení je zajištěno co nejkratším kabelem s vhodným typem konektoru. Naměřená data jsou odesílána aplikaci v PC. Ta může být navrhována ve vývojovém prostředí Borland C++ a má umožňovat kromě vyhodnocování naměřených dat i zpětnou komunikaci s měřičem (např. nastavení hodnoty externího atenuátoru).

Proto je nutné navrhnout vhodný způsob, jakým bude provedena komunikace mezi MCU a PC.

5.6.1 USB obecně

Sběrnice USB (Universal Serial Bus) je univerzální sériová sběrnice běžně používaná pro připojení periférií osobních počítačů. První specifikace USB sběrnice proběhla v roce 1995. Od té doby je neustále modifikována a došlo ke vzniku řady standardů.

Tabulka 5. Přenosové rychlosti standardů USB

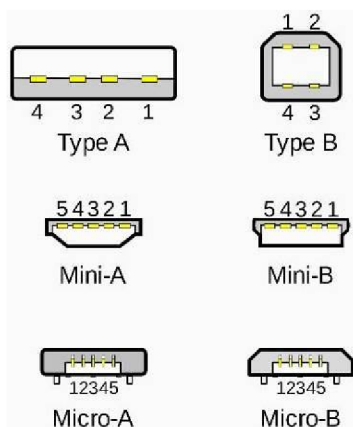
Standard	Režim	Přenosová rychlost
USB 1.1	Low speed	1.5 Mb/s
	Full speed	12 Mb/s
USB 2.0	Low speed	1,5 Mb/s
	Full speed	12 Mb/s
	High speed	480 Mb/s
USB 3.0	High speed	480 Mb/s
	Superspeed	5 Gb/s

Topologie USB je tvořena nadřazenými zařízeními typu HUB (rozbočovač) nebo HOST a podřízenými zařízeními typu DEVICE. Dále existují speciální zařízení tvořené kombinací HUB a DEVICE. Při realizaci sběrnice může být využito maximálně 5 kaskádně zapojených rozbočovačů a díky 7bitové adrese lze použít 127 zařízení včetně kořenového rozbočovače.

Jednotlivá zařízení mohou být propojena kabelem s maximální délkou 5 m. Ty jsou zakončeny standardizovanými koncovkami typu A nebo B dále se dělí na „standard“, micro a mini.

Dále nebude popisován standard USB 3.0, který značně převyšuje předpokládanou

přenosovou kapacitou potřebnou pro navrhované zařízení. Konektory standardu USB 1.1 a USB 2.0 mají 4 nebo 5 vývodů dle typu. Dva jsou určeny pro signálová data. Ta jsou vzájemně negovaná pro dosažení vyšší ochrany přenosu. Další dvojice je rezervována pro připojení napájení. Další pin vyskytující se u typu konektoru micro a mini slouží pro identifikaci zařízení (zda jde o host či device).



Obrázek 71. Typy konektorů pro standard USB 1.1 a 2.0 [14]

Obrázek 72. Význam vývodů klasických konektorů pro USB 1.1 a 2.0

Vývod	Název	Barevné značení kabelu	Význam
1	Ucc	Červená	Napájecí napětí +5V
2	Data +	Bílá	Přímá data
3	Data –	Zelená	Negovaná data
4	GND	Černá	Zem

Obrázek 73. Význam vývodů konektorů micro, mini pro USB 1.1 a 2.0

Vývod	Název	Barevné značení kabelu	Význam
1	Ucc	Červená	Napájecí napětí +5V
2	Data +	Bílá	Přímá data
3	Data –	Zelená	Negovaná data
4	ID	Není	Pro zařízení typu host zapojeno. Pro zapojení typu device nezapojeno
5	GND	Černá	Zem

USB komunikace tedy probíhá po symetrickém páru vodičů, data jsou kódována pomocí NRZI + bit stuffing. Nulový bit mění úroveň signálu, při výskytu bitu vysoké úrovně nedochází ke změně stavu kódovaného signálu. Přenos informací ke koncovým

bodům může probíhat v několika komunikačních paralelních kanálech. Koncový bod (endpoint) kanálu je tvořen bufferem v zařízení typu device. Tento kanál obsahuje také část nazvanou EPO řídící komunikaci v obou směrech. Enumerace USB zařízení je definována deskriptory (tabulky pevného formátu), které řadič čte přes EPO.

Tabulky jsou kaskádně řazeny ve směru od HUBu v pořadí:

- 1) Device deskriptor
 - Obsahuje kód výrobce VID, sériové výrobní číslo PID, název výrobce a název zařízení.
- 2) Configuration deskriptor
 - Zde je informace o velikosti požadovaného napájecího proudu (100 mA až 500 mA).
- 3) Interface deskriptor
 - Mimo jiné parametry zde definujeme třídu rozhraní např. HID (human interface device), podtřídu rozhraní např. klávesnice.
- 4) Endpoint deskriptor
 - Zde je uložena adresace zařízení a směr komunikace.

Zařízení, které jsou zařazeny v rámci stejné třídy, využívají totožné způsoby komunikace. Pokud tedy je způsob komunikace určité třídy jasně definován postačí jeden ovladač pro všechny zařízení v rámci této třídy. To značně zjednoduší softwarovou náročnost vývoje zařízení a také umožní bezproblémovou práci s běžně dostupnými operačními programy (Windows, Linux).

Další velkou výhodou USB rozhraní je připojování zařízení Plug & Play bez nutnosti instalace ovladačů či restartování PC.

Počítač s operačním programem od společnosti Windows provádí připojení dle následujících kroků:

- 1) Detekování zařízení pomocí pull up rezistorů. Čekání 100 ms.
- 2) Reset sběrnice. Zařízení odpovídá na adresu 0.
- 3) Vyžádání prvních 8 B device deskriptoru.
- 4) Po jejich přijetí následuje restart sběrnice.
- 5) Řadič určí adresu.
- 6) Vyžádání celého deskriptoru zařízení.
- 7) Vyžádání prvních 9 B configuration deskriptoru.
- 8) Vyžádání celého configuration deskriptoru.
- 9) Vyžádání deskriptoru interface.

- 10) Aktivován ovladač operačního systému.
- 11) Nastavení konfigurace a aktivace směru dle EP.

5.6.2 Způsoby realizace

Existuje několik základních možností jak realizovat rozhraní MCU↔PC přes sběrnici USB. V této kapitole jsou tyto možnosti popsány a uvedeny jejich výhody a nevýhody.

MCU s hardwarovou implementací

Mnoho moderních MCU má hardwarově implementované rozhraní USB schopné komunikovat standardem USB 2.0. Toto řešení zjednodušuje návrh DPS a celkovou koncepci hardwaru. Výhodou je také nenavyšování ceny externími obvody.

Vyšší softwarová náročnost je velkým záporem pro toto provedení rozhraní. Po rozboru trhu s MCU bylo zjištěno, že MCU s implementovaným USB rozhraním buď nedosahují, nebo značně převyšují požadavky kladené při návrhu měřiče na tento hardware.

MCU se softwarovou implementací V-USB

Implementace V-USB je určena pro MCU Atmel AVR a umožňuje komunikovat standardem USB 1.1 v režimu Low-speed. Ke vzniku rozhraní pro sběrnici USB není třeba žádných externích součástek (jednoduchost návrhu DPS), postačuje jen vhodný MCU. Na něj jsou kladeny požadavky [15] jako 2 kB Flash paměti, 128 B RAM paměti, minimální požadovaná frekvence 12 MHz, dva piny umožňující vektorové přerušení po příchodu hrany signálu. V-USB umožňuje použití [15] až několika endpointů, možnost přenosu až 254 B dat v jednom paketu, možnost nastavení VID a PID. Většina softwarového ovladače je psána v jazyce C, kromě RTC hodin. Ty jsou psány v jazyku assembler, aby bylo dosaženo vyšší přesnosti časování.

Nevýhodou V-USB je licence, která je zpoplatněná pro komerční účely. Jisté omezení může způsobit absence kontroly chyby bit-stuffingu, SEO v prostředním bytu, v příznacích a přenášených datech. Kvalitu RTC není možno revidovat kvůli nedostačenému času a vysokému nároku na výpočetní výkon. Velkou nevýhodou použití V-USB je vyšší početní výkon kladený na MCU.

Obvod rozhraní FTDI 232BM

Tento obvod je jednočipový převodník USB↔UART s přenosovou rychlostí 300 Bd až 3 MBd. Umožňuje režim přenosu Full-speed standardu USB 1.1 a 2.0. Pro svou funkci potřebuje minimum externích součástek. Umožňuje připojení EEPROM paměti obsahující sériové číslo, identifikační řetězce, atd.. FTDI 232BM pracuje s napájecím napětím v rozsahu 4,4 až 5,25 V, může být napájen přímo z USB, protože obsahuje interní stabilizátor napětí 3,3 V. Jeho proudový odběr v normálním režimu je 50 mA a v režimu suspend 200 µA. Dále jeho vnitřní struktura obsahuje násobič kmitočtu, který vytváří kmitočet 48 MHz potřebný pro časování USB. "

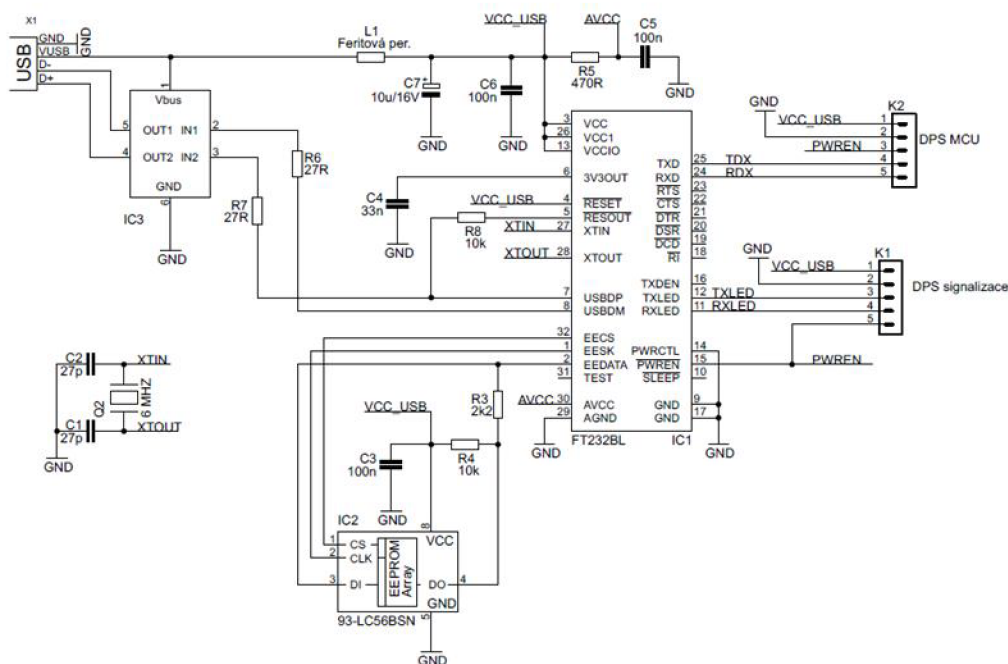
Jednočipový převodník umožňuje uživateli jednoduše přistupovat ke koncovému portu UART prostřednictvím ovladačů VCP (Virtual COM port). Jejich obsluha je stejná jako u běžných portů COM.

Výrobce obvodu zajišťuje značnou softwarovou podporu, což je s nízkou cenou a dobrou dostupností velkým kladem tohoto rozhraní.

Nevýhodou může být vyšší složitost při návrhu DPS.

5.6.3 Nejvhodnější způsob realizace

Jako nejvhodnější bylo zvoleno řešení s FT232BL a připojenou EEPROM pamětí 93-LC56BSM. Tento obvod umožňuje uživatelsky jednoduché rozhraní mezi mikrokontrolérem komunikujícím prostřednictvím jednotky UART a nadřazeným zařízením typu „host“. Toto řešení je vhodné zejména pro svou dostupnost, cenu, minimum externích součástek a volně dostupné softwarové podpory od výrobce.



Obrázek 74. Schematické zapojení rozhraní USB s obvodem FT232BL DPS(USB komunikace)

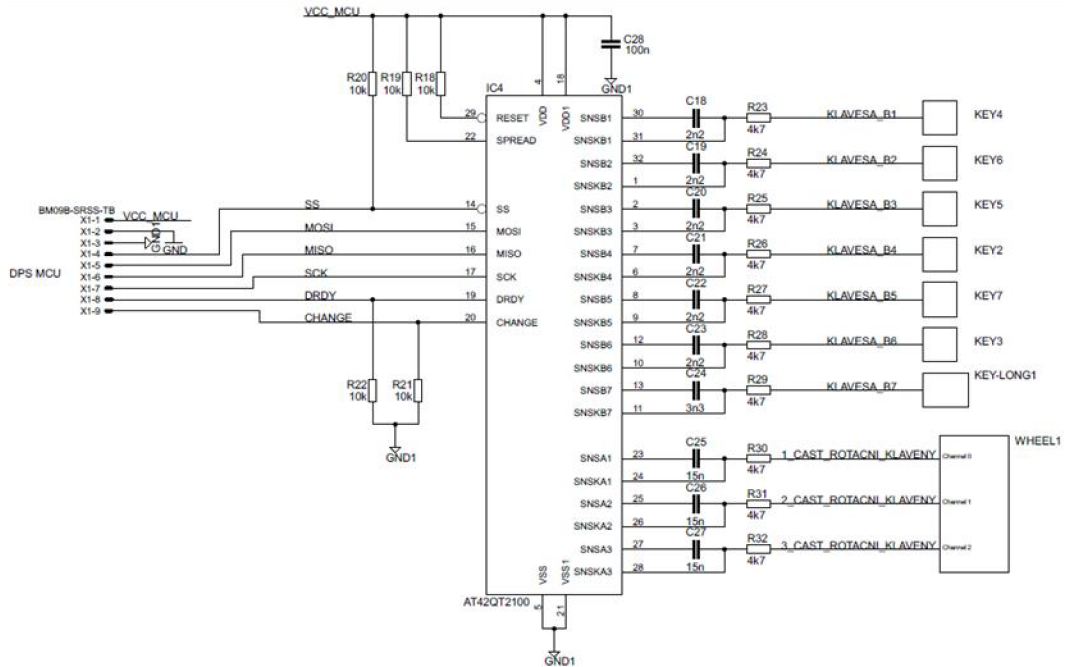
Použití paměti EEPROM není pro funkci konvertoru nezbytná, její použití je však výhodné. Lze ji programovat přímo přes USB a je v ní uloženo sériové číslo, řetězce pro popis výrobu, VID, PID a velikosti odebíraného proudu.

5.7 Uživatelské rozhraní

Uživatelské rozhraní je provedeno pomocí kapacitních tlačítek (kláves). Tyto klávesy jsou vyleptány na čelní panel přístroje (DPS Touch panel). Obecnou výhodou tohoto provedení je velké množství tvarů a rozměrů motivů kláves. Další výhodou je vysoká životnost ve srovnání s mechanickými tlačítky. Princip kapacitních kláves je založen na měření změn vlastní kapacity kláves. Pokud se prst obsluhy přiblíží nebo dotkne klávesy, změní se její vlastní kapacita, která je nejčastěji vyhodnocena řídicím obvodem, ten pak o stisku klávesy informuje nadřazený obvod (nař. MCU).

5.7.1 Realizace kapacitní klávesnice

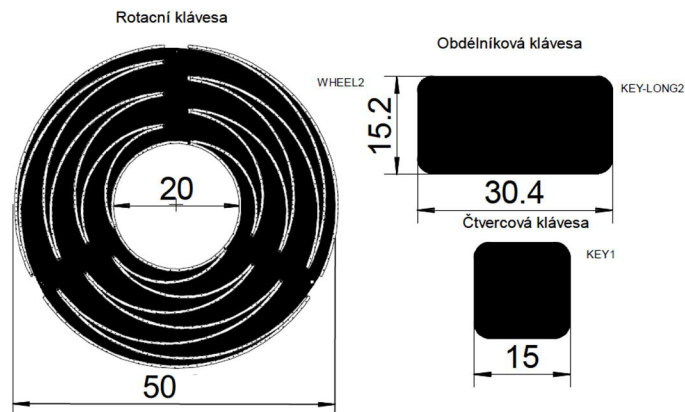
Jako nejvhodnější řídicí obvod byl vybrán AT42QT2100, který dokáže vyhodnocovat až sedm „klasických kláves“ a jednu rotační klávesu (tzv. wheel). Tato periférie pak s MCU komunikuje pomocí SPI (Serial Peripheral Interface).



Obrázek 75. Schéma zapojení řídicího obvodu AT42QT2100

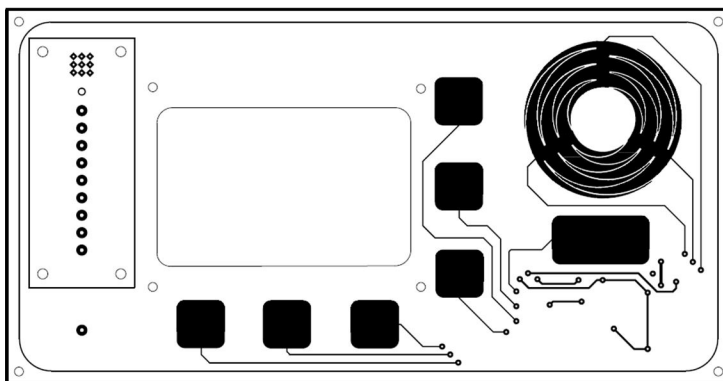
Hodnoty kondenzátorů pro všechny klávesy byly vybrány experimentálně. Pro klávesy čtvercového tvaru je jejich hodnota 2,2 nF. Ke klávese obdélníkového tvaru je připojen kondenzátor o velikosti 3,3 nF, tato klávesa má vyšší plochu a proto musí být kondenzátorem zvýšena její citlivost. Kondenzátory pro rotační klávesu („wheel“) musí mít hodnotu 15 nF.

Rezistory R23 až R32 slouží ke snížení proudu elektrostatického impulzu (ESD) a potlačení vzniku radiofrekvenčních interferencí (RFI). Hodnota použitých rezistorů má hodnotu 4,7 kΩ.

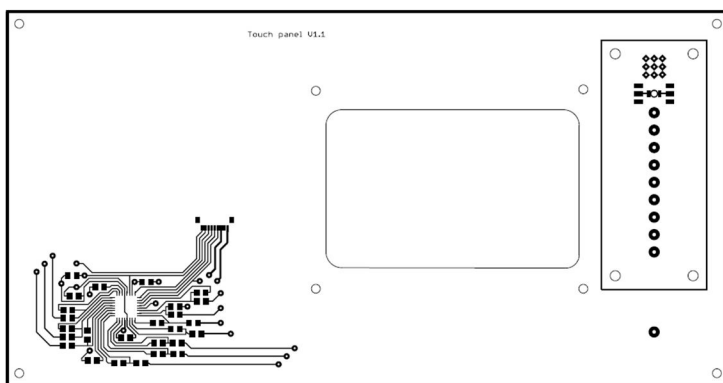


Obrázek 76. Motiv navržených kláves

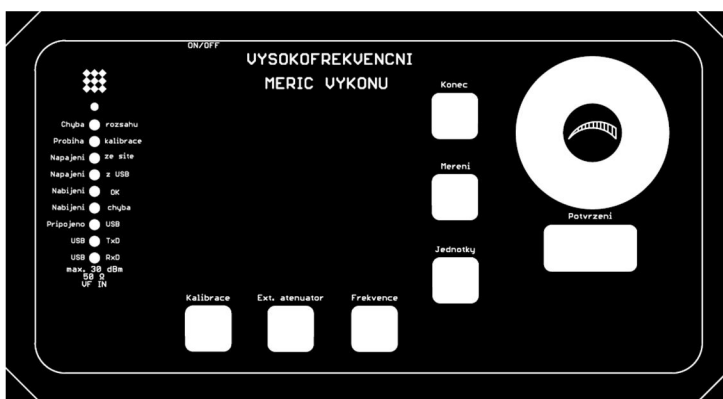
Jednotlivé klávesy klávesnice jsou rozmístěny na čelním panelu v okolí grafického displeje. Čelní panel je vyroben z materiálu FR4 o tloušťce 1,5 mm a pokoveného mědi o tloušťce 35 μm. Na tomto panelu jsou z čelní strany vyleptány jednotlivé klávesy. A ze zadní strany je umístěn řídicí obvod kláves. Průchody mezi těmito vrstvami jsou realizovány drátovou propojkou, což zjednodušilo výrobu DPS. Využití prokovů by však bylo vhodnější, zejména z estetických důvodů. Z čelní strany je na panel nalepena ochranná fólie. Tato fólie je průhledná a samolepící, je na ni natisknut motiv panelu černou barvou takovým způsobem, že zůstaly viditelné pouze jednotlivé klávesy.



Obrázek 77. Čelní panel-pohled zepředu (DPS Touch panel TOP)



Obrázek 78. Čelní panel-pohled zevnitř přístroje (DPS Touch panel BOTTOM)



Obrázek 79. Ochranná fólie-pohled zepředu

5.7.2 SPI komunikace

Řídící obvod QT2100 používá pro komunikaci čtyřvodičový plně duplexní SPI rozhraní. Kromě čtyř standardních pinů je zde využito dalších dvou pomocných vývodů. Názvy a význam těchto komunikačních pinů je uveden v následující tabulce.

Komunikace probíhá vzájemnou výměnou 3byťů. Master odesílá nastavení měření a slave mu odpovídá aktuální stav klávesnice. První byte od slave vrací stav (kalibrace/chyba, atd.), druhý byte informuje o tom, která klávesa byla stisknuta a poslední byte vrací hodnotu posuvníku (wheel).

První výměna informací musí být provedena po resetu (zapnutí). V tomto případě řídící obvod vrací nulovou informaci o stavu klávesnice. Dále je obvod využíván ve FREE RUN MODE (volně běžící režim).

Tabulka 6. Informace o komunikačních pinech obvodu AT42QT2100

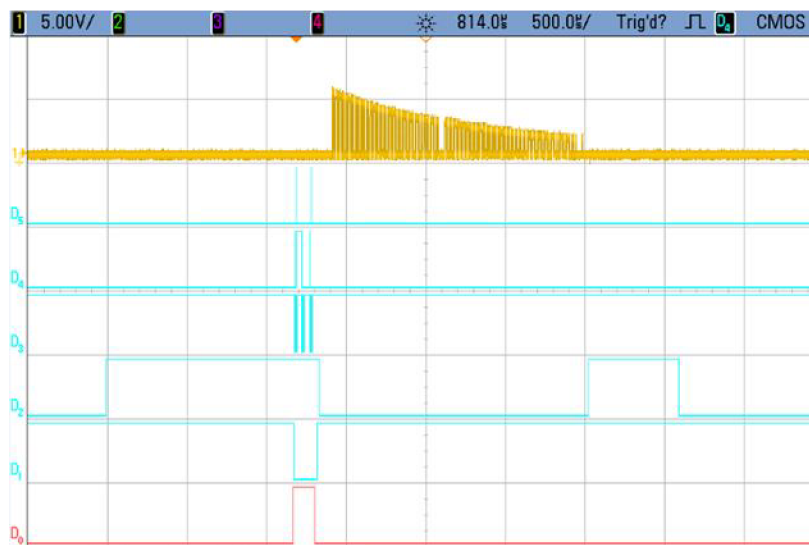
Pin komunikace	Význam pinu komunikace
SCK	Jde o hodinový signál, který generuje zařízení typu MASTER a je přijímáno zařízením typu SLAVE.
MOSI	Jde o pin typu „master output“. Zařízení MASTER vysílá data k SLAVE
MISO	Jde o pin typu „master input“. Zařízení MASTER přijímá data od SLAVE
\overline{SS}	Jde o pin typu „slave select“. Slouží k určení periferie, která má komunikovat (aktivace SLAVE).
DRDY	Pin, který informuje o vysílání měřících burstů. Pokud je roven log. „1“ bylo vysílání burstů ukončeno.
CHANGE	Pin, který informuje o předání informace o stisku klávesy. Pokud je roven log. „0“ byla již poslední data přečtena nadřazeným obvodem. Když má vysokou úroveň, jde o nová data z klávesy.

Popis SPI komunikace:

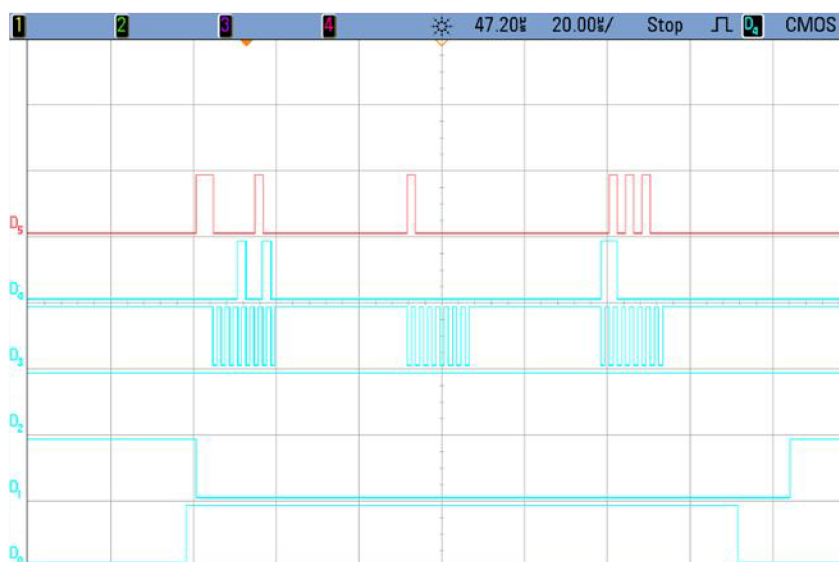
Komunikace probíhá mezi řídícím obvodem QT2100 a mikroprocesorem ATmega32. Mikroprocesor zde zajišťuje funkci nadřazeného zařízení, tedy zařízení typu master. Řídící obvod klávesnice se tedy podřazeným obvodem (slave). Tento obvod informuje o změně stavu klávesy pomocí vývodu CHANGE v log „1“. Vývod DRDY v log. „1“ určuje časový interval vhodný pro komunikaci. Tedy interval, který není rušen měřícím shlukem burstů. Je vhodné respektovat tyto signály.

Komunikace je vždy zahájena masterem. Ten změní hodnotu vývodu \overline{SS} z log „1“ do logické „0“. Po této změně je nutné vyčkat 2 μ s a poté spustit hodinový signál SCK. Přenos dat MOSI/MISO je zahájen náběžnou hranou hodinového signálu. Mezi jednotlivými byty musí být zajištěna prodleva 30 μ s, aby byl zajištěn korektní přenos dat. Jednotlivé byty jsou odesílány/přijímány od nejvýznamnějšího bitu.

Softwarové řešení komunikace probíhá ve vektoru přerušení od náběžné hrany pinu CHANGE. Využívání zpoždění (2 μ s a 30 μ s) je obecně nevhodné pro vektor přerušení. V tomto případě jde však o nevyhnutelné řešení. Nastavení jednotlivých bytů je okomentováno ve zdrojovém kódu.



Obrázek 80. Změřené časové průběhy SPI komunikace pomocí logického analyzátoru, D0-CHANGE, D1-SS neg., D2-DRDY, D3-SCK, D4-MOSI, D5-MISO, 1-shluk měřících burstů.



Obrázek 81. Detailní pohled na měřené časové průběhy SPI komunikace změřené pomocí logického analyzátoru, D0-CHANGE, D1-SS neg., D2-DRDY, D3-SCK, D4-MOSI, D5-MISO.



Obrázek 82. Změřené časové průběhy SPI komunikace pomocí logického analyzátoru při stisku klávesy, D0-CHANGE, D1-SS neg., D2-SCK, D3-SS neg., D4-MOSI, D5-MISO, 1-shluk měřících burstů.

Poslední uvedená časová závislost může být interpretována jako dvojdotek příslušné klávesy. Ve skutečnosti jde o jediný dotek klávesy. První indikovaná změna je přiblížení prstu a druhá je oddálení prstu od klávesy. Tato skutečnost musí být v softwaru ošetřena, protože při oddálení prstu je vrácena nulová adresa klávesy.

5.8 Napájení

Napájení zařízení je navrženo tak, aby co nejvíce rozšiřovalo možnosti použití přístroje od laboratorního prostředí až po možné využití v terénu (pozn. mezení použití přístroje v terénu je dáno krytím přístroje a také teplotním vlivem prostředí). Měřič výkonu je možno napájet střídavým síťovým napětím ~ 230 V, interní baterií a také z rozhraní USB.

5.8.1 Napájení ze sítě ~ 230 V a nabíjení baterie

Připojení síťového napájecího napětí je provedeno přes síťový filtr Schaffner FN9222EB-6-06. V případě, že je přístroj připojen ke střídavému síťovému napětí 230 V. Dochází k nabíjení baterie a současně k napájení všech bloků hardwaru. Tento způsob napájení je možno rozdělit do čtyř částí. V první části je střídavé napětí 230 V transformováno na napětí 12 V, to je dále usměrněno a stabilizováno. Tímto způsobem je získáno stejnosměrné napětí o hodnotě 12 V, jehož přítomnost je

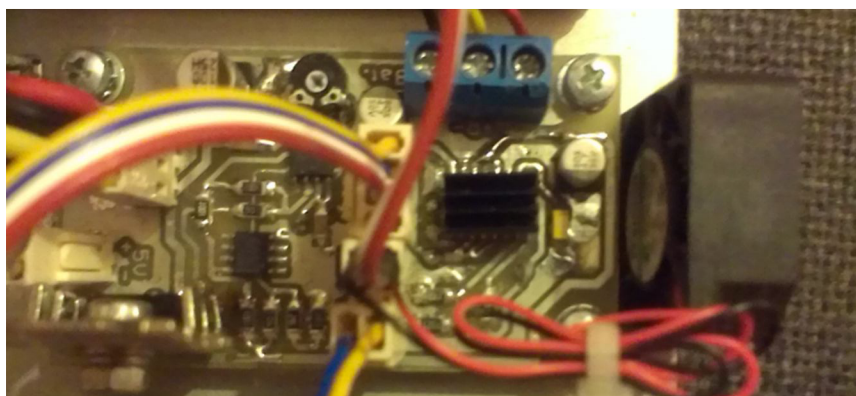
signalizováno LED diodou D7 a použito ve druhé části k napájení obvodu MCP73864. Tento obvod je zapojen dle doporučení výrobce a řídí korektní nabíjení baterie Li-ion.

MCP73864 má funkce jako např.:

- lineární regulaci nabíjení
- minimální chyba regulace napětí max. 0,5 %
- časovač pro bezpečné nabíjení (nastavuje se pomocí C16)
- nastavitelný nabíjecí proud až 1,2 A (nastavuje se pomocí R38)
- obnovení hluboce vybitých buněk baterie
- signalizace nabíjení a poruchy dvojicí LED diod
- minimum externích součástek
- automatické vypínání
- automatický režim Power-Down

V níže uvedeném zapojení je řídicí obvod nastaven tak, aby byl maximální nabíjecí proud 800 mA.

Při oživení části nabíjení bylo zjištěno, že se řídicí obvod nabíjení značně zahřívá (asi 100 °C). Tento obvod obsahuje teplotní ochranu. Po překročení teploty 155 °C dojde k „vypnutí“ řídicího obvodu a jeho funkce je opět obnovena po ochlazení (asi 145 °C). Pro omezení pravděpodobnosti přehřátí nabíjecího obvodu a tím vypínání celého přístroje je na tento IO připevněn chladič. Pro další zvýšení stability napájecího systému bylo použito i chlazení ventilátorem (rozměr 12x12x10 mm). Ten je napájen stabilizovaným napětím 12 V. Toto komplexní řešení vylučuje vypínání nabíjení v běžných podmínkách. Výhodou použití ventilátoru je i to, že napomáhá odvodu tepla z přístrojové krabice.



Obrázek 83. Fotografie DPS nabíjení a jejího chlazení

Jako vhodná baterie Li-ion (Lithium-iontová baterie) byla zvolena dvoučládková Panasonic CGR-18650 s nominální hodnotou napětí 7,2 V a kapacitou 2250 mAh. Svorky BAT_PLUS a BAT_MINUS jsou učeny k připojení pólů baterie. Na svorku BAT_R se připojuje termistor typu NTC. Ten je součástí bateriového bloku a slouží k měření jeho

teploty.

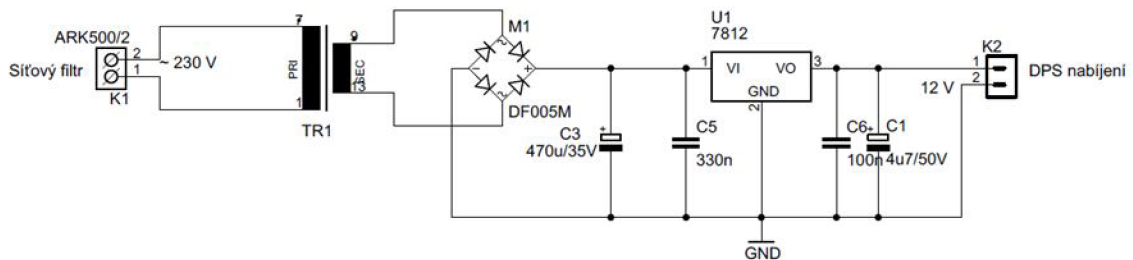
Třetí část je nutná pro ochranu baterie před nadměrným vybitím. Hodnota minimálního napětí pro ochranu jednoho článku Li-ion baterie je 2,75 V. Použitá baterie je dvoučládková, takže hodnota minimálního napětí musí být alespoň 5,5 V. Hranice minimálního napětí byla navýšena pro větší ochranu na 6 V. Pro pokles napětí baterie pod 6 V, by mělo dojít k odpojení spotřebičů od baterie. O rozpojení obvodu se stará MOSFET tranzistor T5, ten je řízen komparátorem tvořeným operačním zesilovačem TLC251. Vybraný OZ je vhodný z hlediska možnosti napájení a dostupnosti. Je schopen pracovat s napájecím napětím 1,4 V do 16 V s odebíraným proudem nastaveným na hodnotu 10 μ A. Referenční napětí komparátoru je vytvářeno pomocí reference napětí LM385 ($U_{ref}=1,235$ V). Sepnutí komparátoru při napětí baterie 6 V zajišťuje dělič tvořený rezistory R41, R42 a R43. Hystereze komparátoru je nastavena na hodnotu napětí 0,1 V.

Výpočet hodnoty rezistoru R46 pro hysterezi $U_H=0,1V$ a zvolenou hodnotu $R45=1$ k Ω :

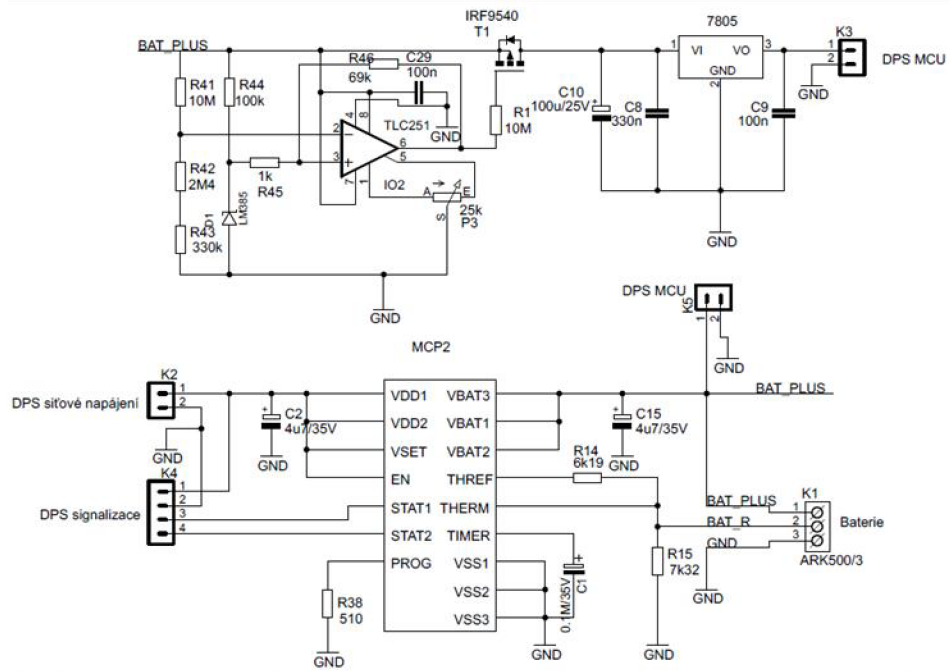
$$R46 = \frac{R45 \cdot (U_{BAT_PLUS} - U_H)}{U_H} = \frac{1000 \cdot (6 - 0,1)}{0,1} = 59 \text{ k}\Omega. \quad (50)$$

Byla zvolena hodnota z řady E24 $R46=62$ k Ω .

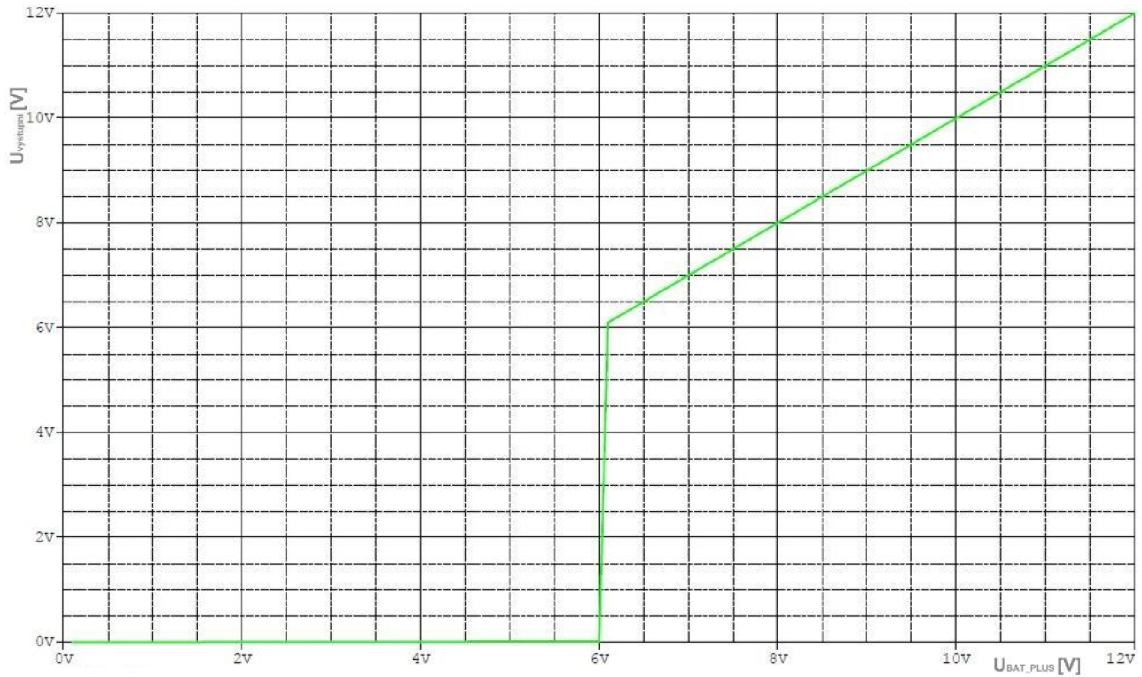
Čtvrtou částí je stabilizátor 7805, jež napětí z baterie upraví na 5V. To je použito pro napájení všech bloků měřiče výkonu, pokud není povoleno napájení z USB.



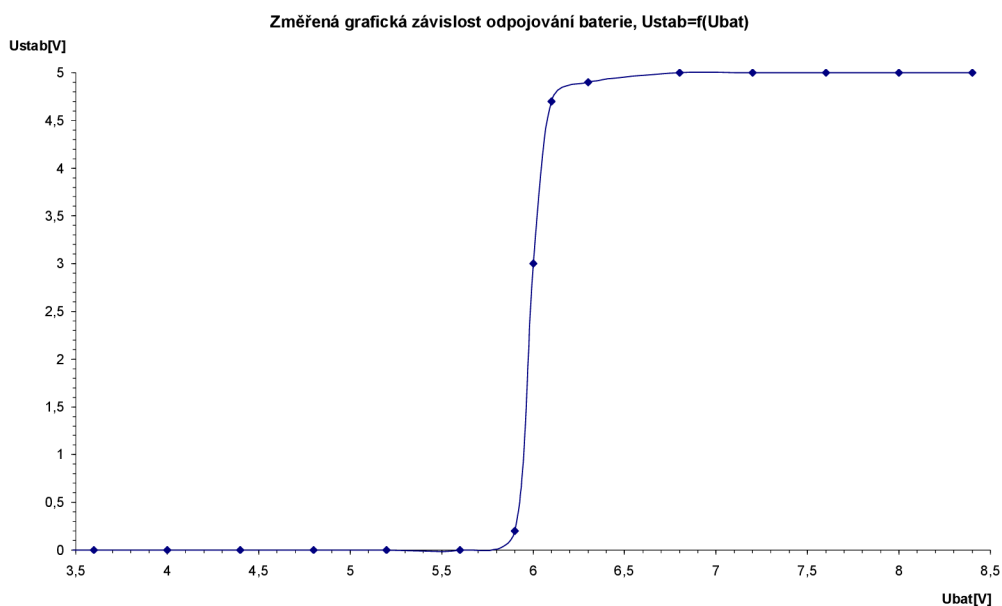
Obrázek 84. Schematické zapojení napájení ze sítě ~ 230 V



Obrázek 85. Schematické zapojení nabíjení



Obrázek 86. Simulace zapojení určeného pro odpojování spotřebičů od baterie

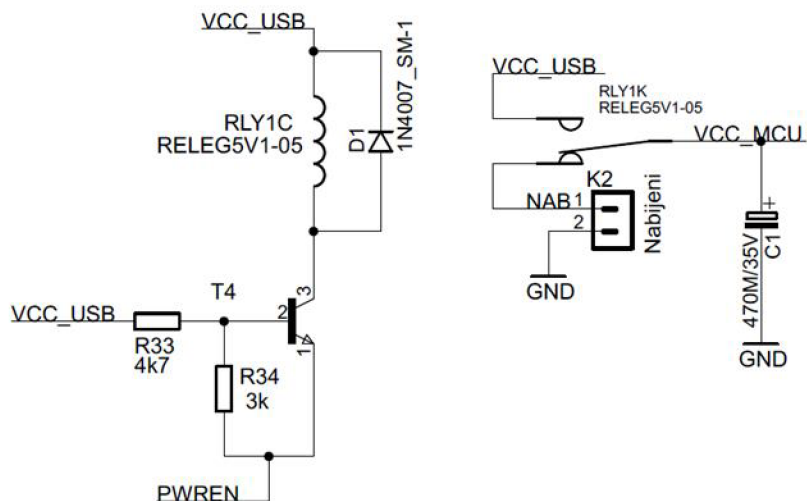


Obrázek 87. Změřená grafická závislost odpojování baterie

Porovnáním změřené a simulované charakteristiky bylo zjištěno, že reálný obvod má vyšší hysterezi. Její hodnota je stále dostatečná pro dobrou funkci odpojování baterie.

5.8.2 Napájení z rozhraní USB

Napájení z rozhraní USB poskytuje napětí v rozsahu 4,4 až 5,25 V a jeho proudová zatížitelnost je 100 mA, nebo po povolení sběrnice proud až 500 mA. O vyšší proudový odběr automaticky žádá obvod FT232BL a po jeho povolení je vývod PWREN nastaven do log. 0. Tato změna logické úrovně sepne tranzistor T3, po které začne ovládací cívkou relé procházet proud a dochází k přepnutí kontaktů. Po této operaci je měřicí přístroj připojen na napájení z USB.



Obrázek 88. Schéma přepínání zdroje napětí

Dioda D11 demagnetizuje cívku, pokud není připojeno ovládací napětí. Kondenzátor C33 filtruje zákmity a rušení vytvořené přepínáním kontaktů.

5.9 Přístrojová krabice

Přístrojová krabice je zhotovena z krabice typu U-KK12-231. Do této zakoupené krabice z ocelového plechu byly v místě předního a zadního čela vyřezány otvory. Otvor v čelní části má rozměr 320x110 mm a v zadní části 205x950 mm. Tyto otvory byly zakryty navrhnutým předním a zadním krytem z FR4 o tloušťce 1,5 mm. Krabice byla dále vytužena dvěma ocelovými kulatinami o průměru 6mm a s délkou 201 mm. Z obou stran těchto kulatin byly vysoustruženy díry o hloubce 10 mm a v nich vyřezán závit M3.

Na dno krabice je přes kovové distanční sloupky M3x5 připevněn hliníkový plech (rozměr 180x230x1 mm), na kterém jsou umístěny jednotlivé DPS.



Obrázek 89. Upravená přístrojová krabice U-KK12-213

6 VÝPOČET VÝKONU

Pro získání co nejpřesnějších výsledků při přepočtu napětí z detektoru na měřený vstupní výkon musí být splněny protichůdné požadavky. A to vysoká přesnost výpočtu a jeho jednoduchost pro omezený výpočetní výkon MCU. Z těchto důvodů byl empiricky určen vzorec, který pracuje se změřenými charakteristikami vstupního dílu vysokofrekvenčního měřiče výkonu. V kapitole 5.3.2 byly určeny limitní hranice použitelnosti vysokofrekvenčního měřiče výkonu. Frekvenční rozsah 0,1 až 5 GHz. Výkonový rozsah je pro zařazený atenuátor -9,99 až 5 dBm. Ochrana vstupu s vyřazeným atenuátorem má výkonový rozsah -45 až -10 dBm.

Hlavní myšlenkou zvoleného postupu výpočtu je na místo složitého polynomu popisující nelineární závislost napětí na frekvenci jako celek využít rozdělení na frekvenční intervaly S_n . Odvození vzorce vychází obecně z jakéhokoli grafu uvedeného v kapitole 5.3.2. Takovou závislost vyjadřujeme jako $U_{det}=f(P_{vstup})$, tu lze popsat

směrnici přímky pro napětí na detektoru pro každý interval S_n :

$$U_{\text{det}} = k \cdot P_{\text{vstup}} + q \quad [\text{V}], \quad (51)$$

kde je:

- vstupní výkon P_{vstup} [dBm],
- napěťový posuv q [V],
- směrnice přímky k [-].

Po úpravě pak získáme:

$$P_{\text{vst}} = \frac{U_{\text{det}} - q}{k} \quad [\text{dBm}]. \quad (52)$$

Jelikož byla zjištěna i mírná frekvenční závislost směrnice k , je nutné provést směrnici směrnice k :

$$k_{\text{min}} = \frac{U_{\text{det min}} - U_{\text{det max}}}{P_{\text{vstup min}} - P_{\text{vstup max}}}, \text{ pro } f_{\text{min}} \text{ z } S_n \quad [-]. \quad (53)$$

$$k_{\text{max}} = \frac{U_{\text{det min}} - U_{\text{det max}}}{P_{\text{vstup min}} - P_{\text{vstup max}}}, \text{ pro } f_{\text{max}} \text{ z } S_n \quad [-]. \quad (54)$$

kde je:

- napětí na detektoru U_{detmin} pro f_{min} [V],
- napětí na detektoru U_{detmax} pro f_{max} [V],
- vstupní výkon P_{vstupmin} pro f_{min} [dBm],
- vstupní výkon $P_{\text{vstup max}}$ pro f_{max} [dBm],
- minimální frekvence f_{min} z intervalu S_n [Hz],
- maximální frekvence f_{max} z intervalu S_n [Hz],
- frekvenční interval S_n [-].

Dále platí:

$$k = k_{\text{min}} - (O \cdot f) + (O \cdot f_{\text{min}}) \quad [-], \quad (55)$$

kde je:

- frekvence měřeného signálu f [Hz],
- koeficient směrnice směrnice O [-].

Dále platí:

$$q = p + (Q \cdot f) \quad [\text{V}], \quad (56)$$

kde je:

- hodnota napětí p pro 0 dBm na kmitočtu f_{min} [V],
- koeficient napěťového posuvu Q [-].

Výsledný vzorec:

$$P_{vstup} = \frac{U_{det} - (p + Q \cdot f)}{k_{min} + (O \cdot f_{min} \min) - (O \cdot f)} \quad [\text{dBm}]. \quad (57)$$

Výpočet absolutní chyby měření:

$$\Delta P = P_M - P_S \quad [\text{dB}]. \quad (58)$$

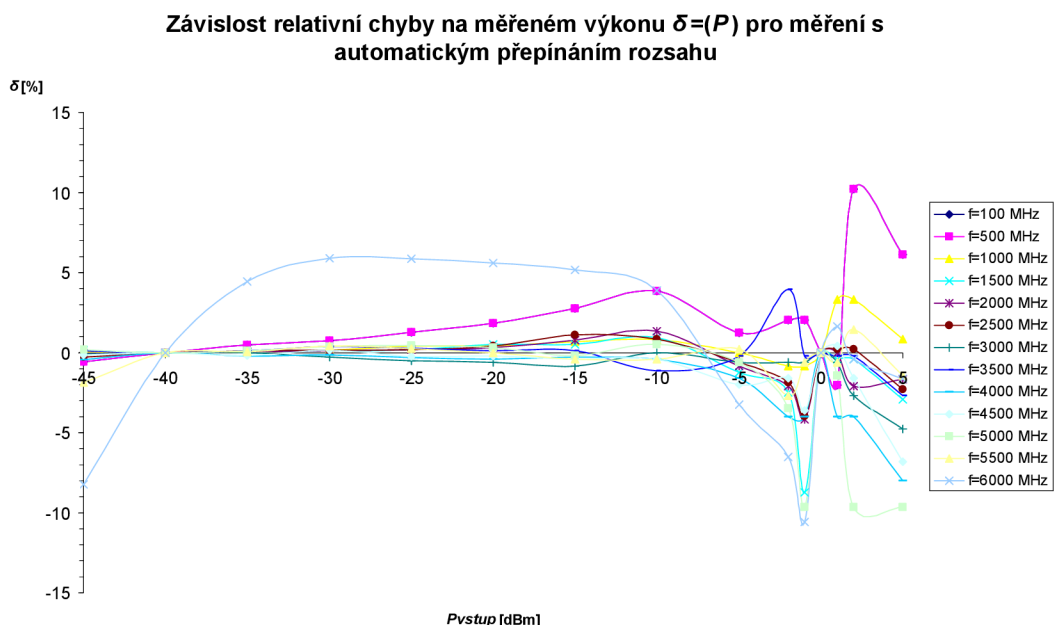
kde je: -měřený výkon P_M [dBm],
-skutečný výkon P_S [dBm].

Výpočet relativní chyby měření:

$$\delta = \frac{\Delta P}{P_S} \cdot 100 \quad [\%]. \quad (59)$$

Z grafických závislostí kapitoly 5.3.2 byly zpětně vypočítány výkony v programu Microsoft Excel (uložen v příloze). Z naměřených a přepočítaných hodnot výkonu byla určena relativní chyba v %.

Průběh takto získané relativní chyby byl vynesena do níže uvedeného grafu, ve kterém je již uvažováno přepínání attenuátoru.



Obrázek 90. Grafická závislost relativní chyby výpočtu na měřeném výkonu

7 SOFTWARE

Realizovaný software pro řídicí mikrokontrolér byl napsán v programovacím prostředí AVR Studio verze 5.1. Program jako celek se skládá z jednoduchých funkcí, které jsou vhodně vkládány do programu. Zdrojový kód, který je uložen v příloze je velmi detailně popsán komentáři. Proto zde budou znázorněny nejdůležitější části programu a další jen ústně popsány.

7.1 Popis funkcí

Funkce pro změnu parametrů (frekvence, ext. atenuátor) jsou provedeny totožným způsobem. Celé číslo se rozdělí po násobcích deseti. Po nastavení násobků jsou jednotlivé násobky sečteny a je tak opět vytvořeno číslo o požadované hodnotě.

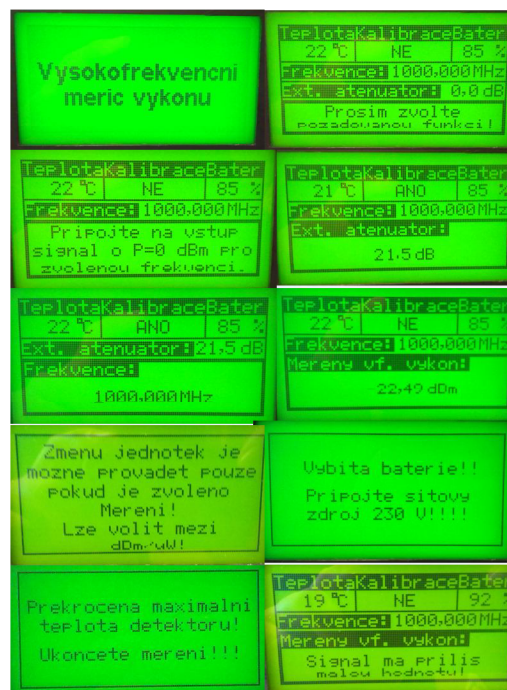
Funkce pro podsvícení LCD využívá implementovaného komparátoru na MCU.

Dále je vytvořena funkce, která přepíná kanály A/D převodníků. Tato funkce je použita pro měření teploty, stavu baterie a také pro běžné měření.

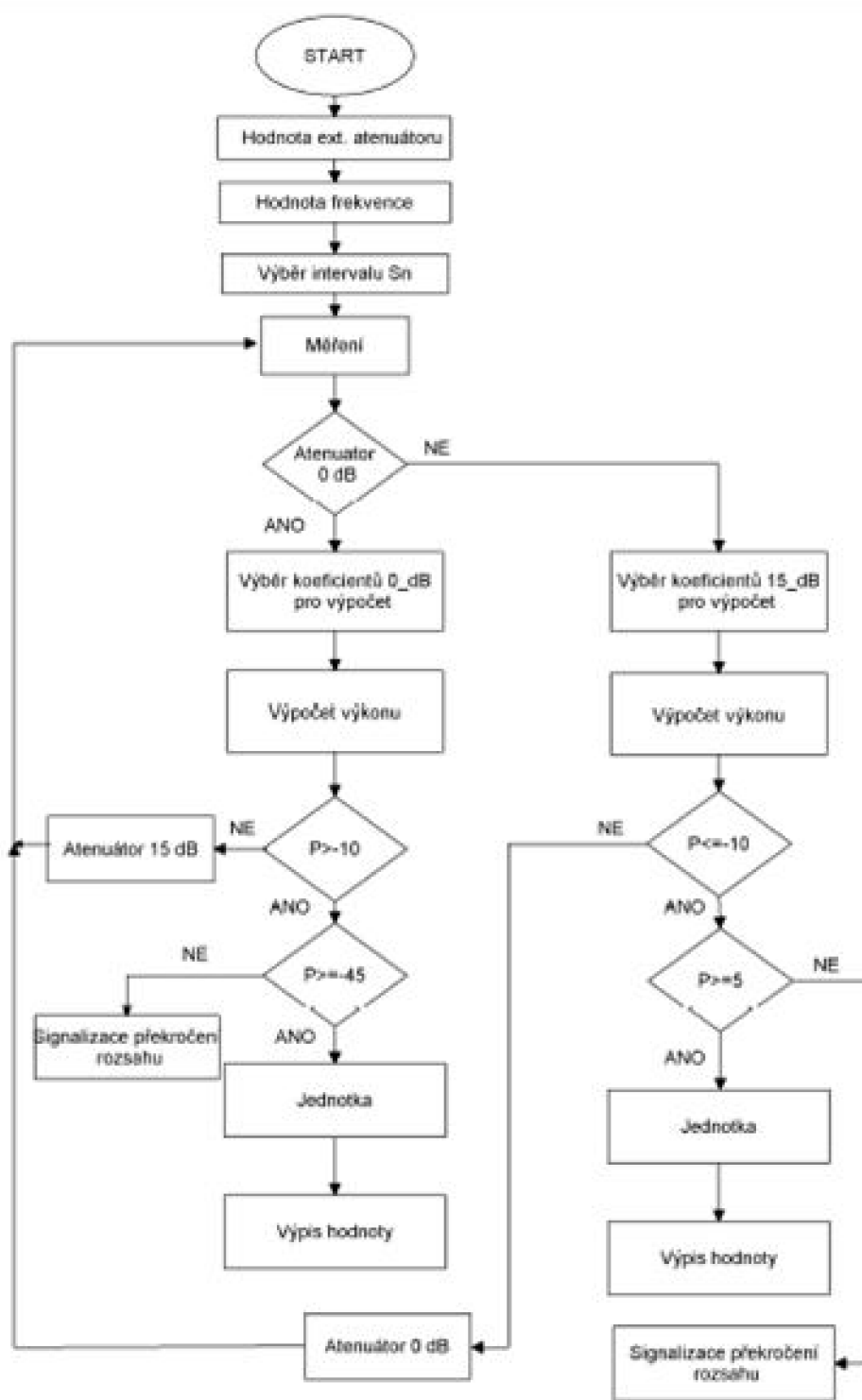
Funkce kalibrace je provedena tak, že je do ní vnořena funkce měření popsaná vývojovým diagramem. Ve funkci kalibrace se změřená hodnota nezobrazuje, ale je uložena do proměnné, která je odečtena při běžném měření od změřené hodnoty.

Komunikace s kapacitními tlačítky je popsána v kapitole 5.7.

Tělo hlavního programu je prováděno tak, že jsou na začátku inicializovány všechny funkce. Dále je zařazena nekonečná smyčka while(), ve které se testuje stisk klávesnice a tím spuštění požadované funkce přístroje.



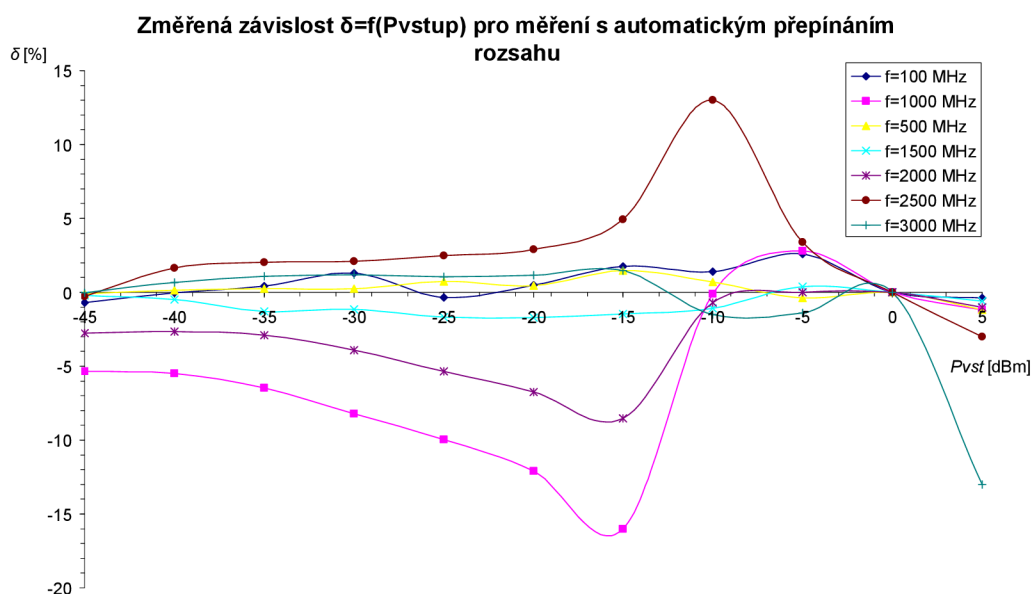
Obrázek 91. Náhled na téměř všechna okna funkcí



Obrázek 92. Vývojový diagram měření s automatickým přepínáním atenuátoru

8 OVĚŘUJÍCÍ MĚŘENÍ

Měření ověřující funkčnost a přesnost realizovaného měřiče výkonu bylo provedeno na jiném měřicím pracovišti než všechny předchozí měření. Jako generátor signálu byl použit Agilent N9310A.



9 ZÁVĚR

V úvodní části diplomové práce byly rozebrány principy měření výkonu elektromagnetických vln ve volném prostoru a na přenosových vedeních. V další části jsem se zaměřil na rozbor a popis možných přístupů k měření vysokofrekvenčního výkonu a použitelných senzorů. Pro zadání práce byla jako nejvhodnější vybrána metoda využívající pro měření diodový detektor. Pro realizaci měřiče výkonu byl vybrán diodový detektor ZX47-60+ od firmy Minicircuits. Použitý diodový detektor je schopen měřit frekvence od 10 do 8000 MHz a jeho výkonový rozsah má poměrně vysokou dynamiku signálu od -60 dBm to 5 dBm. U diodového detektoru byly proměřeny jeho charakteristiky a vynesena grafická závislost detekovaného napětí na frekvenci při konstantním výkonu.

Dále jsem provedl teoretický rozbor řešení ochran vysokofrekvenčních vstupů měřicích přístrojů před poškozením vysokým výkonem. Pomocí získaných poznatků jsem navrhl sekundární ochranu vstupu. Ta se skládá z omezovače, dvou vysokofrekvenčních přepínačů a atenuátoru. Navrhnutou ochranu vstupu jsem realizoval a ověřil její vlastnosti. Dominantním výstupem z této části je informace o použitelném frekvenčním rozsahu, který je od 100 MHz do 5000 MHz. Toto omezení je způsobeno vlivem omezovače, jenž výrobce doporučuje použít pouze do 3 GHz. Já jsem jej použil z důvodu možnosti ručního osazení.

Navrhl jsem také celkovou koncepci vysokofrekvenčního měřiče výkonu jeho blokové a obvodové zapojení pro měření výkonů v rozsahu od -45 dBm do 5 dBm a frekvenčním rozsahem 100MHz až 5000 MHz. Navrhl jsem také uživatelské rozhraní skládající se z grafického displeje, kapacitní klávesnice a prvků indikace. Vybral jsem vhodné komponenty, navrhl desky plošných spojů, které jsem vyrobil, osadil a oživil.

Bloky vysokofrekvenčního měřiče výkonu jsem vhodně rozmístil a zabudoval do přístrojové krabice. Během celé realizace byla vysoká pozornost věnována tepelné izolaci vstupního vysokofrekvenčního dílu měřiče. Zařízení bylo dále oživeno jako celek, kromě komunikace přes USB rozhraní a to z časových důvodů. Nicméně komunikace s počítačem přes USB rozhraní byla zvolena nad rámec zadání diplomové práce.

Z naměřených grafických závislostí byl empiricky získán jednoduchý vztah popisující nelineární frekvenční závislost.

Byl vytvořen software přístroje sledující teplotu detektoru, stav baterie. Dále je prováděno automatické spínání osvětlení displeje. Uživatelské menu obsahuje nastavení frekvence, nastavení hodnoty externě připojeného atenuátoru, funkci kalibrace pro nastavený kmitočet a samozřejmě také měření. To probíhá ve dvou krocích. Nejdříve se zařazeným atenuátorem pro signály -9,99 dBm až 5 dBm a dále měření probíhá bez vlivu atenuátoru a takto se měří v rozsahu -45 dBm do -10 dBm. Přepínání atenuátoru probíhá automaticky. Překročení měřicího rozsahu přístroje je akusticky a opticky signalizováno. Je možné i zvolit jednotku mezi dBm a μ W.

Při ověřování přesnosti přístroj překročil předpokládanou a vypočtenou relativní chybu. Nejvyšší relativní chyby byly na frekvencích 1 GHz, 2 GHz a 2,5 GHz. Nejvyšší hodnota relativní chyby nabyla hodnoty -15 %. Chyba na těchto kmitočtech neodpovídá teoretickým předpokladům, ani předchozím dílčím měřením. Vznikla domněnka, že tato chyba spočívá ve změně použitého generátoru za jiný typ. Následně bylo zjištěno, že později použitý generátor vykazoval závadu, kdy výstupní výkon nebyl správně stabilizován. Jedním z řešením jak změřenou chybu ověřit či vyvrátit je použít původní pracoviště na kterém byly měřeny všechny předchozí grafické závislosti. Nebo měření provést pomocí několika různých generátorů, pro vyloučení tohoto vlivu. Bohužel jsem již nezískal přístup na původní či jiné pracoviště a proto jsem přesnost nemohl dále ověřit.



Obrázek 93. Fotografie realizovaného měřiče výkonu

LITERATURA

- [1] Halliday, D., Resnick, J., Walker J., *Fyzika*. VUT v Brno, nakladatelství VUTIUM a nakladatelství Prométheus, v Brně 2001.
- [2] Černohorský D., Nováček Z., Raida Z., *Elektromagnetické vlny a vedení*, VUT v Brně, nakladatelství VUTIUM, v Brně 1999, ISBN 80-214-1261-5.
- [3] Hoffmann K., Hudec P., *Vysokofrekvenční a mikrovlnná měření*, ČVUT v Praze, nakladatelství ČVUT, v Praze 2006, ISBN 80-01-03442-9.
- [4] Hanus S., Svačina J., *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: Elektronické skriptum*, FEKT v Brně, nakladatelství VUTIUM, v Brně 1998.
- [5] Datasheet ZX47-60S+. Dostupné na [www](http://www.datasheets.org.uk/ZX47-60%2B-datasheet.html):
<http://www.datasheets.org.uk/ZX47-60%2B-datasheet.html>.
- [6] CARR, J. J. *Practical radio frequency test and measurement: a technician's handbook*, Burlington: Elsevier, 1999, ISBN 0-7506-7161-0.
- [7] Dřínovský J., Frýza T., Svačina J., Kejík Z., Růžek V., Zachar J., *Elektromagnetická kompatibilita: Přednášky*, FEKT v Brně, nakladatelství VUTIUM, v Brně 2010.
- [8] Brožura-Protector principles. Dostupné na [www](http://www.hubersuhner.de/co-de-tk/opera/products/hs-p-rf/hs-rf-lightning-protectors/hs-p-rf-lp-kb/hs-p-rf-lp-kb-princ.htm):
<http://www.hubersuhner.de/co-de-tk/opera/products/hs-p-rf/hs-rf-lightning-protectors/hs-p-rf-lp-kb/hs-p-rf-lp-kb-princ.htm>.
- [9] Design Attenuator. Dostupné na:
http://www.allaboutcircuits.com/vol_3/chpt_1/7.html
- [10] *Elektrotechnická měření*. První vydání. Praha: BEN-technická literatura, 2002, ISBN 80-7300022-9.
- [11] HONTORIA, J. A 10 MHz to 6 GHz Power Meter. QEX, A Forum for Communications Experimenters. 2011, no. 4, p. 17-21. ISSN: 0886-8093.
- [12] Datasheet ATMEGA324A. Dostupné na [www](http://cz.farnell.com/atmel/atmega324a-au/mcu-8bit-avr-32k-flash-44tqfp/dp/1841608): <http://cz.farnell.com/atmel/atmega324a-au/mcu-8bit-avr-32k-flash-44tqfp/dp/1841608>.
- [13] Datasheet AT42QT2100. Dostupné na [www](http://www.atmel.com/Images/doc9554.pdf): <http://www.atmel.com/Images/doc9554.pdf>.
- [14] Obrázky USB konektorů. Dostupné na [www](http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/5/5d/Types-usb_th1.svg/2000px-Types-usb_th1.svg.png):
http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/5/5d/Types-usb_th1.svg/2000px-Types-usb_th1.svg.png.
- [15] Virtual USB port for AVR microcontrollers .
Dostupné na [www](http://www.obdev.at/products/vusb/index.html): <http://www.obdev.at/products/vusb/index.html>
- [16] Datasheet RLM-33+. Dostupné na [www](http://217.34.103.131/pdfs/RLM-33+.pdf): <http://217.34.103.131/pdfs/RLM-33+.pdf>.
- [17] Datasheet AS186-302. Dostupné na [www](http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/200104D.pdf):
<http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/200104D.pdf>.
- [18] Datasheet PAT-15+. Dostupné na [www](http://217.34.103.131/pdfs/PAT-15+.pdf): <http://217.34.103.131/pdfs/PAT-15+.pdf>.
- [19] Mitered bends. Dostupné na [www](http://www.microwaves101.com/encyclopedia/mitered_bends.cfm):
http://www.microwaves101.com/encyclopedia/mitered_bends.cfm.
- [20] Characteristic impedance microstrip. Dostupné na www:

<http://www.microwaves101.com/encyclopedia/microstrip.cfm>.

- [21] Získané od Ing. Zbyněk Fedry, Ph.D.. Kontakt na tuto osobu dostupné na [www:
http://www.urel.feec.vutbr.cz/index.php?page=detail&lang=&pers=69](http://www.urel.feec.vutbr.cz/index.php?page=detail&lang=&pers=69)

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

E_m	Amplituda elektrického pole	[V]
B_m	Amplituda magnetického pole	[V]
k	Vlnové číslo	[m ⁻¹]
ω	Úhlová frekvence	[rad/s]
t	Teplota	[°C]
c	Rychlost elektromagnetické vlny ve vakuu	[m/s]
μ	Permeabilita	[N/A ²]
ε	Permitivita	[F/m]
λ	Vlnová délka	[m]
f	Frekvence	[Hz]
S	Poytingův vektor	[W/m ²]
Z_0	Charakteristická impedance	[Ω]
P	Výkon	[W]
r	Poloměr	[m]
a_1	Průměr vnitřního vodiče	[m]
a_2	Průměr vnějšího vodiče	[m]
d	Vzdálenost mezi vodiči	[m]
b	Šířka mikropásku	[m]
h	Tloušťka dielektrika	[m]
ρ	Činitel odrazu	[-]
P_{dB}	Výkon v decibelech	[dB]
P_{dBm}	Absolutní vyjádření výkonu	[dBm]
U_{p-p}	Špičkové napětí	[V]
U_{RMS}	Efektivní hodnota napětí	[V]
I_{RMS}	Efektivní hodnota proudu	[A]
P_{RMS}	Efektivní hodnota výkonu	[W]
R	Odpor	[Ω]
T	Absolutní teplota	[K]
e	Náboj elektronu	[C]
k	Boltzmanova konstanta	[J/K]

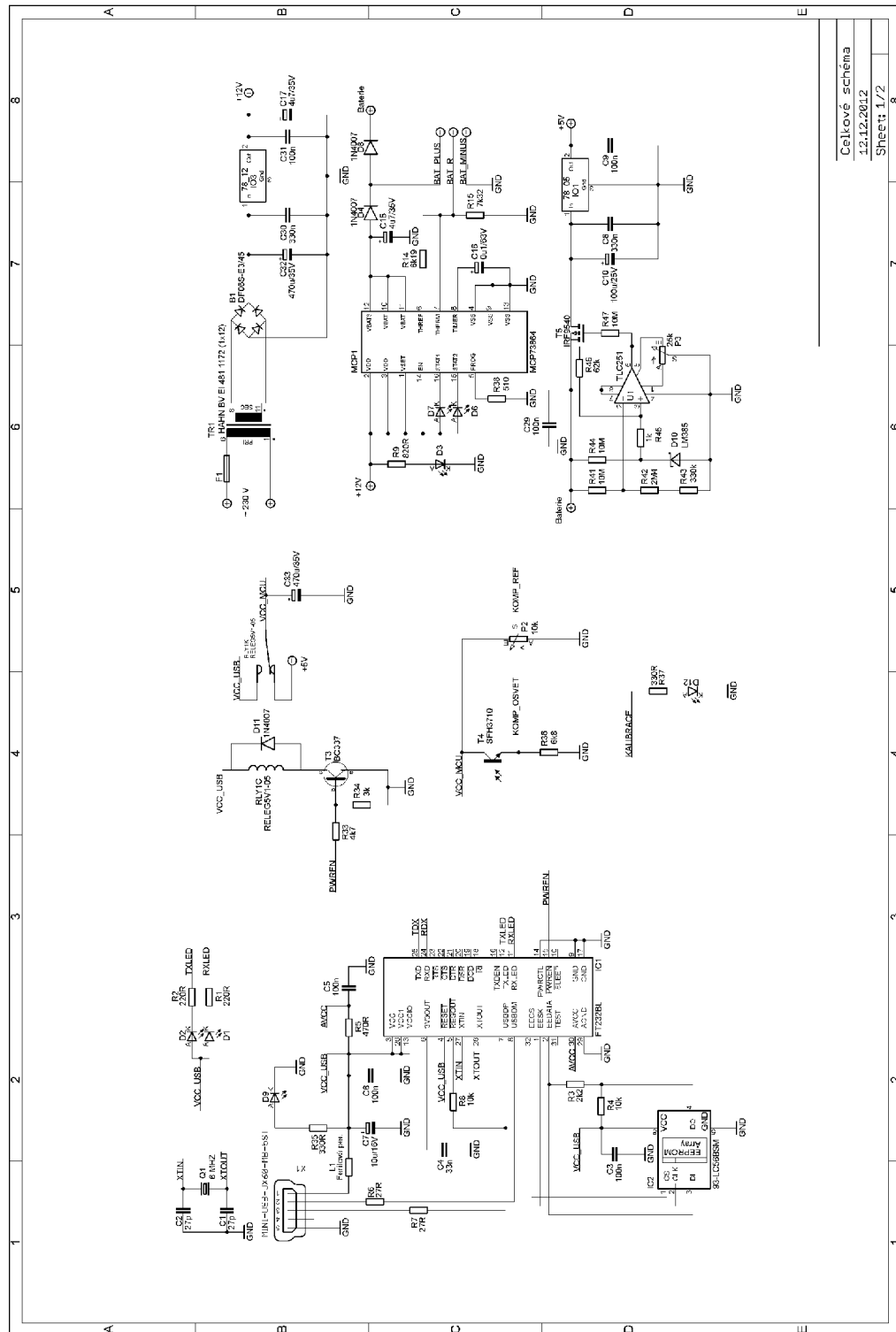
n	Činitel ideálnosti	[-]
I_s	Saturovaný proud	[A]
L	Indukčnost	[H]
C	Kapacita	[F]
A	Útlum	[dB]
ϵ_{eff}	Permitivita	[F/m]
D	Úhlopříčka „ostrého“ rohu mikropásku	[m]
X	Velikost ořezání „ostrého“ rohu mikropásku	[m]
A	Přesah ořezu „ostrého“ rohu mikropásku	[m]
q	Napětový posuv	[V]
k	Směrnice přímky	[-]
P_{vstup}	Vstupní výkon	[-]
U_{detmin}	Napětí na detektoru U_{detmin} pro f_{min}	[V]
U_{detmax}	Napětí na detektoru pro f_{max}	[V]
P_{vstupmin}	Vstupní výkon pro f_{min}	[dBm]
$P_{\text{vstup max}}$	Vstupní výkon pro f_{max}	[dBm]
f_{min}	Minimální frekvence z <i>intervalu</i> S_n	[Hz]
f_{max}	Maximální frekvence f_{max} z <i>intervalu</i> S_n	[Hz]
S_n	Frekvenční interval	[-]
O	Koeficient směrnice směrnice	[-]
p	Hodnota napětí p pro 0 dBm na kmitočtu f_{min}	[V]
ΔP	Absolutní chyba výkon	[dB]
P_M	Měřený výkon	[dBm]
P_S	Skutečný výkon	[dBm]
PSV	Poměr stojatých vln	
ZBS	Zero bias schodky	

SEZNAM PŘÍLOH

A.1	Celkové obvodové schéma 1/2	86
A.2	Celkové obvodové schéma 2/2	87
A.3	Celkové blokové schéma	88
B	Návrh DPS MCU	89
B.1	Obvodové zapojení.....	89
B.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	90
B.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	90
B.4	Rozmístění součástek – top (strana součástek).....	91
B.5	Rozmístění součástek – bottom (strana součástek).....	91
C	Návrh DPS Nabíjení	92
C.1	Obvodové zapojení.....	92
C.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	93
C.3	Deska plošného spoje – bottom (strana součástek).....	93
C.4	Rozmístění součástek – top (strana součástek).....	93
C.5	Rozmístění součástek – bottom (strana součástek).....	94
D	Návrh DPS Signalizace	95
D.1	Obvodové zapojení.....	95
D.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	95
D.3	Deska plošného spoje – bottom (strana součástek).....	96
D.4	Rozmístění součástek – top (strana součástek).....	96
D.5	Rozmístění součástek – bottom (strana součástek).....	97
E	Návrh DPS Síťového napájení	98
E.1	Obvodové zapojení.....	98
E.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	99
E.3	Deska plošného spoje – bottom (strana součástek).....	99
E.4	Rozmístění součástek – top (strana součástek).....	100
F	Návrh DPS Touch panelu	101
F.1	Obvodové zapojení.....	101

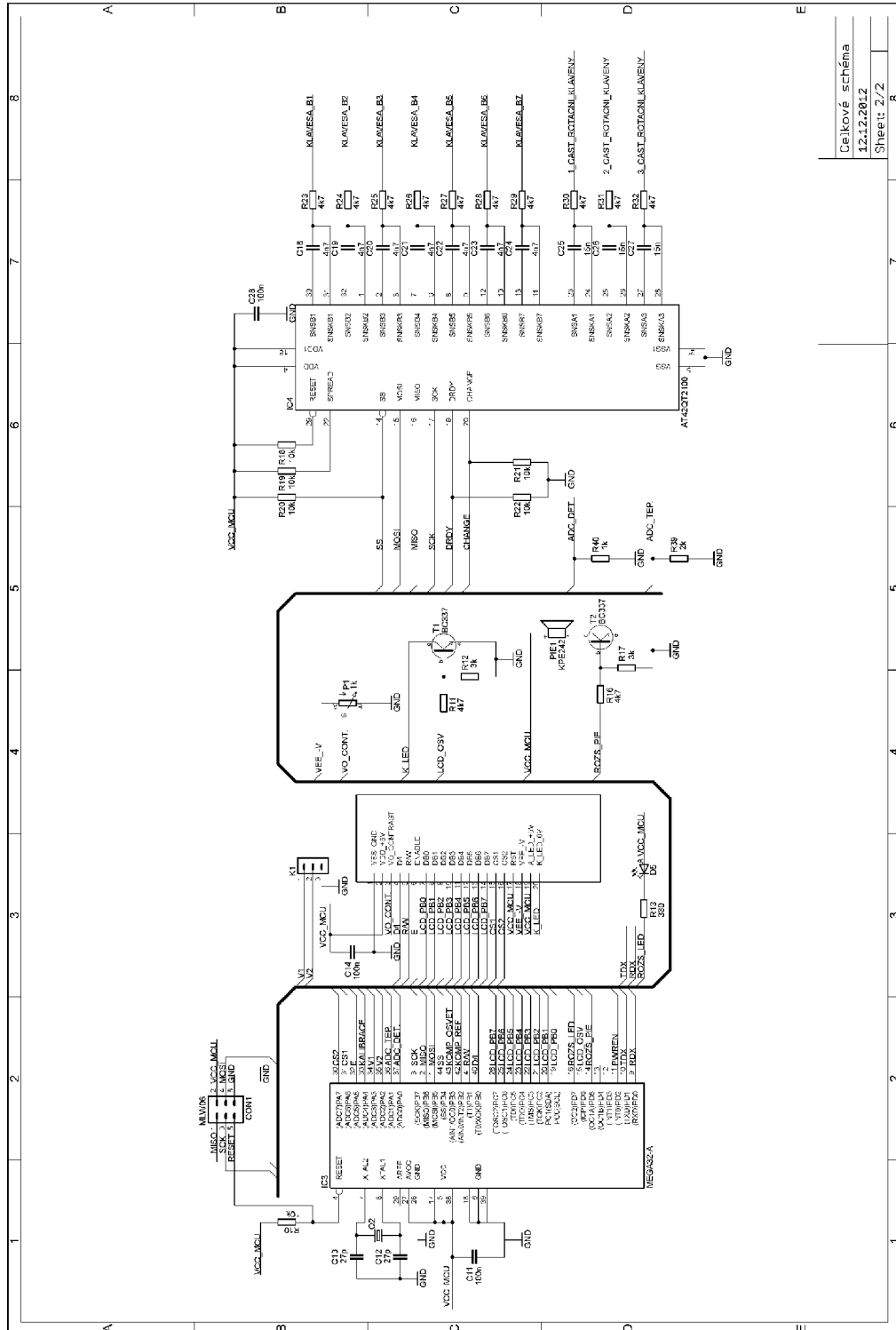
F.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	102
F.3	Deska plošného spoje – bottom (strana součástek).....	103
F.4	Rozmístění součástek – bottom (strana součástek).....	104
G	Návrh DPS USB komunikace	105
G.1	Obvodové pojení	105
G.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	105
G.3	Deska plošného spoje – bottom (strana součástek).....	106
G.4	Rozmístění součástek – top (strana součástek).....	107
G.5	Rozmístění součástek – bottom (strana součástek).....	107
H	Návrh sekundární ochrany vstupu	108
H.1	Obvodové zapojení.....	108
H.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	108
H.3	Deska plošného spoje – bottom (strana součástek).....	109
H.4	Rozmístění součástek – top (strana součástek).....	109
I	Seznam součástek	110
I.1	Seznam součástek Sekundární ochrany.....	110
I.2	Seznam součástek DPS MCU.....	110
I.3	Seznam součástek DPS Nabíjení	111
I.4	Seznam součástek DPS Signalizace.....	112
I.5	Seznam součástek DPS Síťového napájení	112
I.6	Seznam součástek DPS Touch panelu.....	114
I.7	Seznam součástek DPS USB komunikace	114
J	Ochranné fólie panelů	115
J.1	Přední panel	115
J.2	Přední panel	116

A.1 Celkové obvodové schéma 1/2



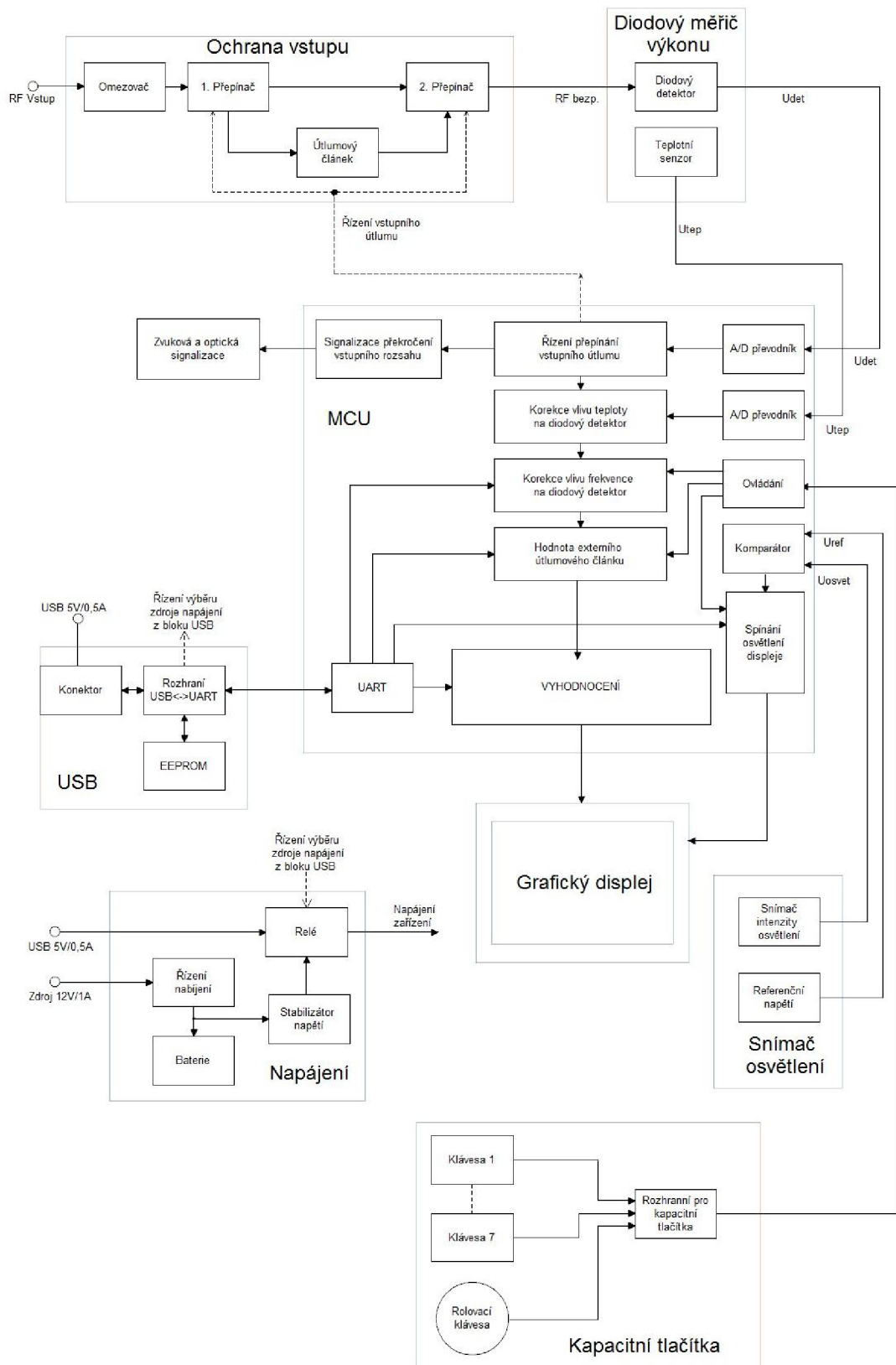
Celkové schéma
12.12.2012
Sheet 1/2

A.2 Celkové obvodové schéma 2/2



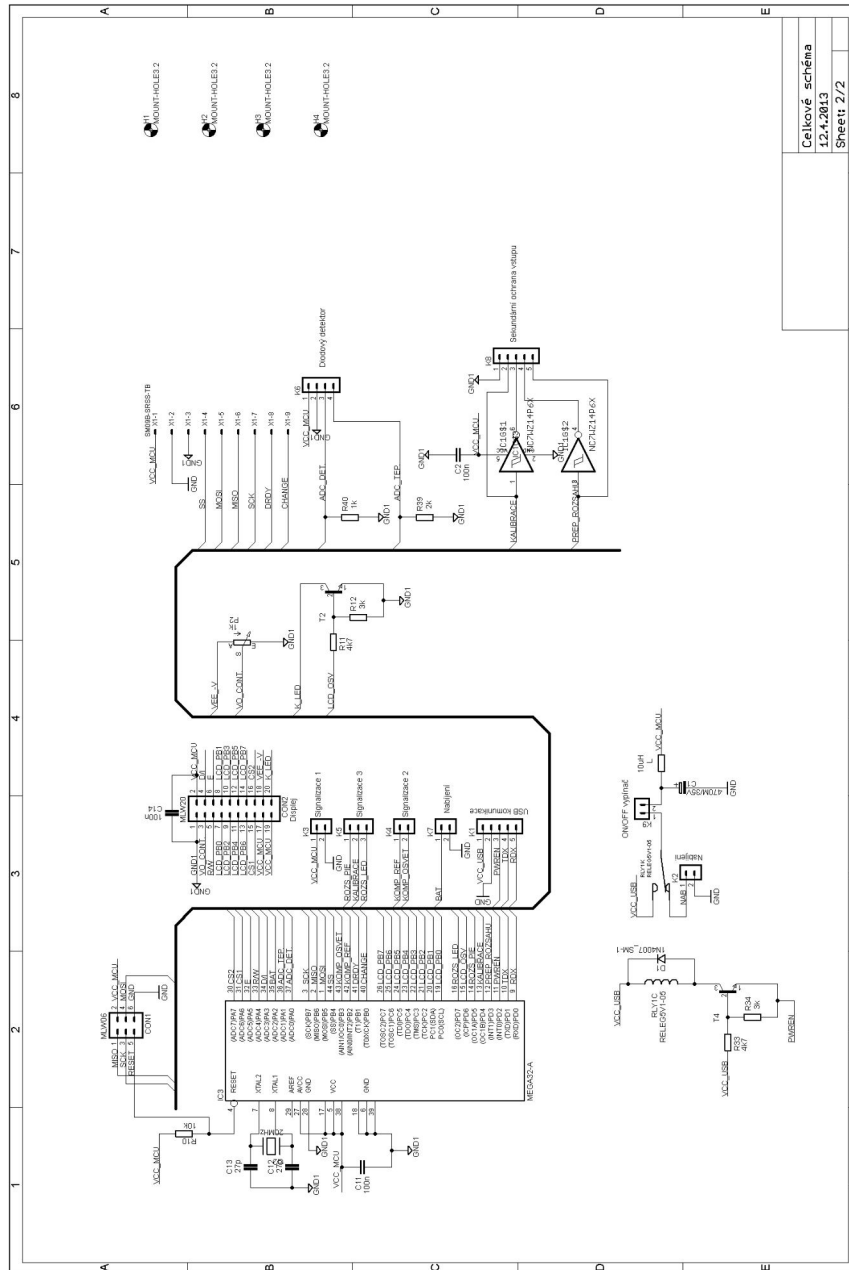
Celkové schéma
12.12.2012
Sheet: 2/2

A.3 Celkové blokové schéma

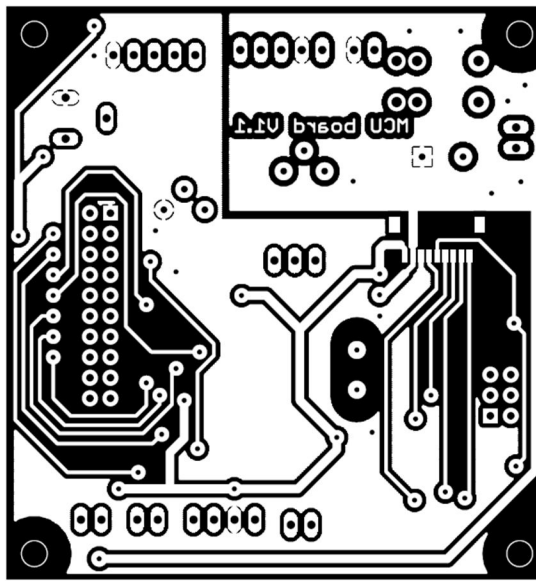


B NÁVRH DPS MCU

B.1 Obvodové zapojení

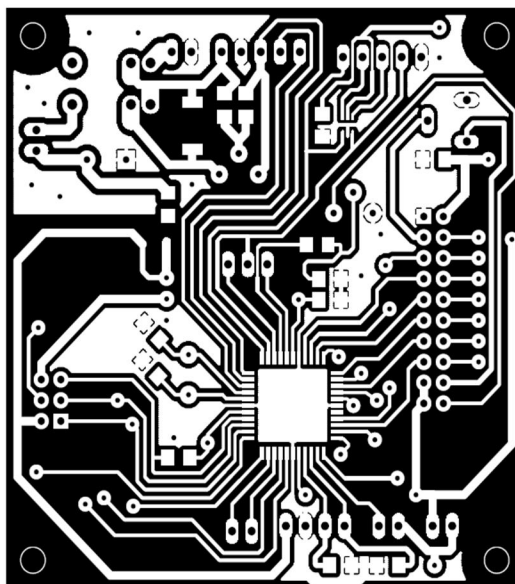


B.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



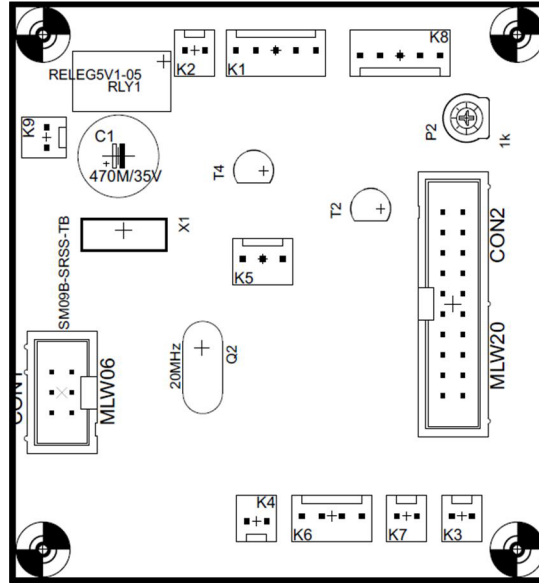
Rozměr desky 78,0 x 72,88 [mm], měřítko M1:1

B.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



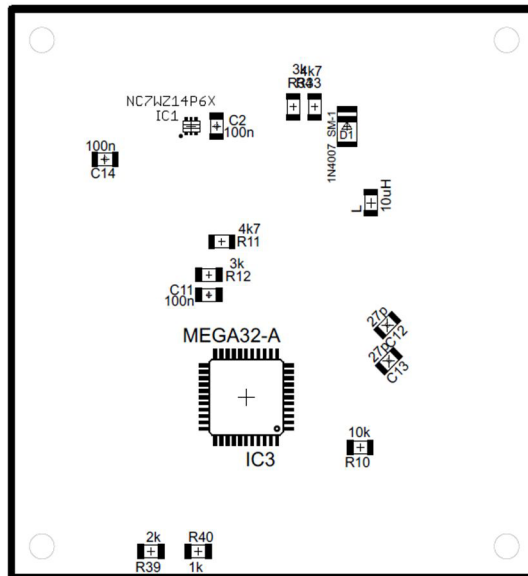
Rozměr desky 78,0 x 72,88 [mm], měřítko M1:1

B.4 Rozmístění součástek – top (strana součástek)



Rozměr desky 78,0 x 72,88 [mm], měřítko M1:1

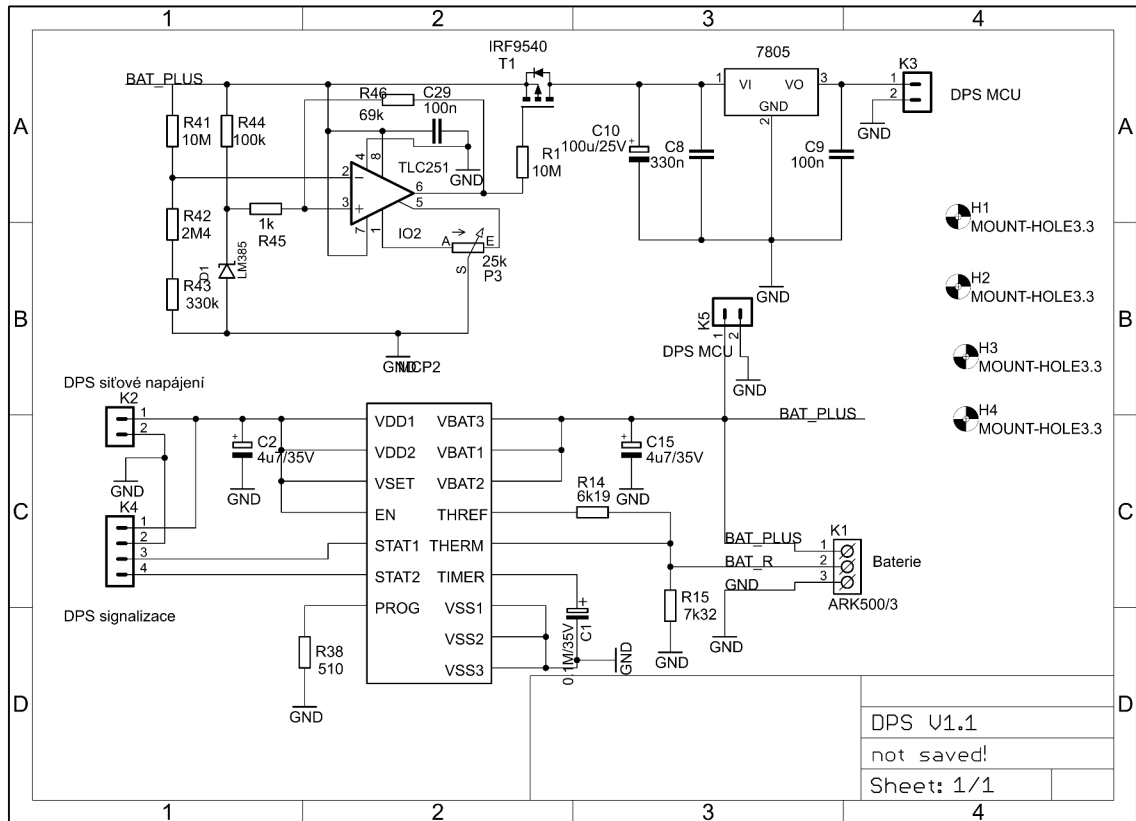
B.5 Rozmístění součástek – bottom (strana součástek)



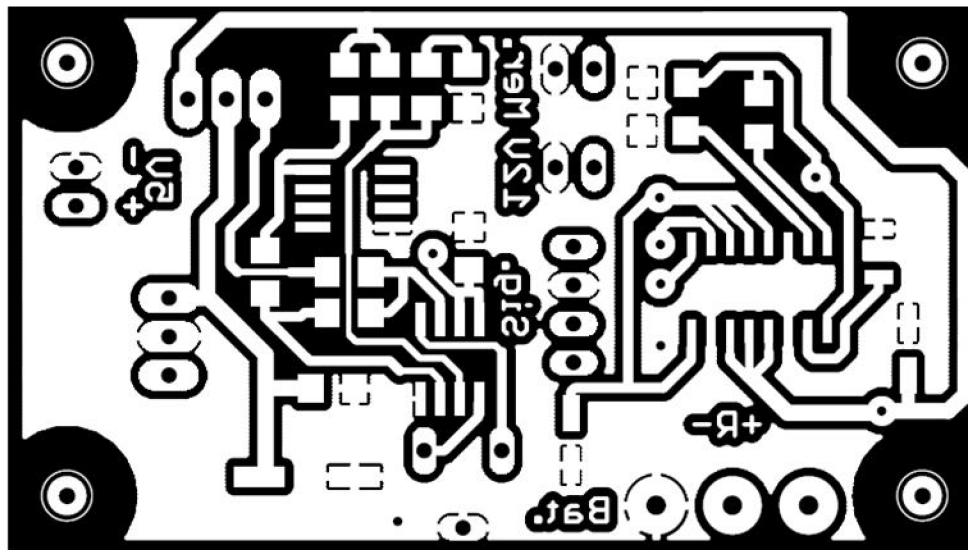
Rozměr desky 78,0 x 72,88 [mm], měřítko M1:1

CNÁVRH DPS NABÍJENÍ

C.1 Obvodové zapojení

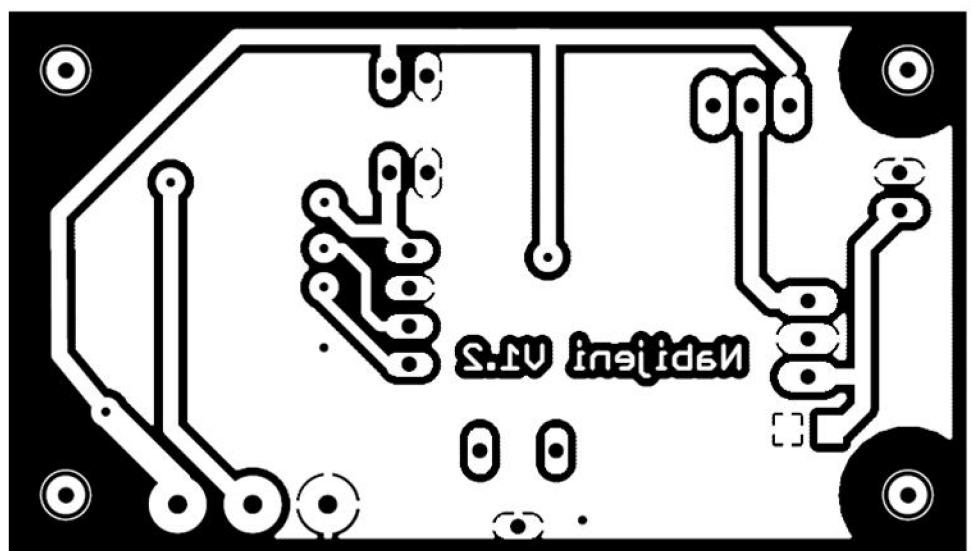


C.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 129,4 x 74,4 [mm], měřítko M2:1

C.3 Deska plošného spoje – bottom (strana součástek)



Rozměr desky 129,4 x 74,4 [mm], měřítko M2:1

C.4 Rozmístění součástek – top (strana součástek)

Rozměr desky 129,4 x 74,4 [mm], měřítko M2:1

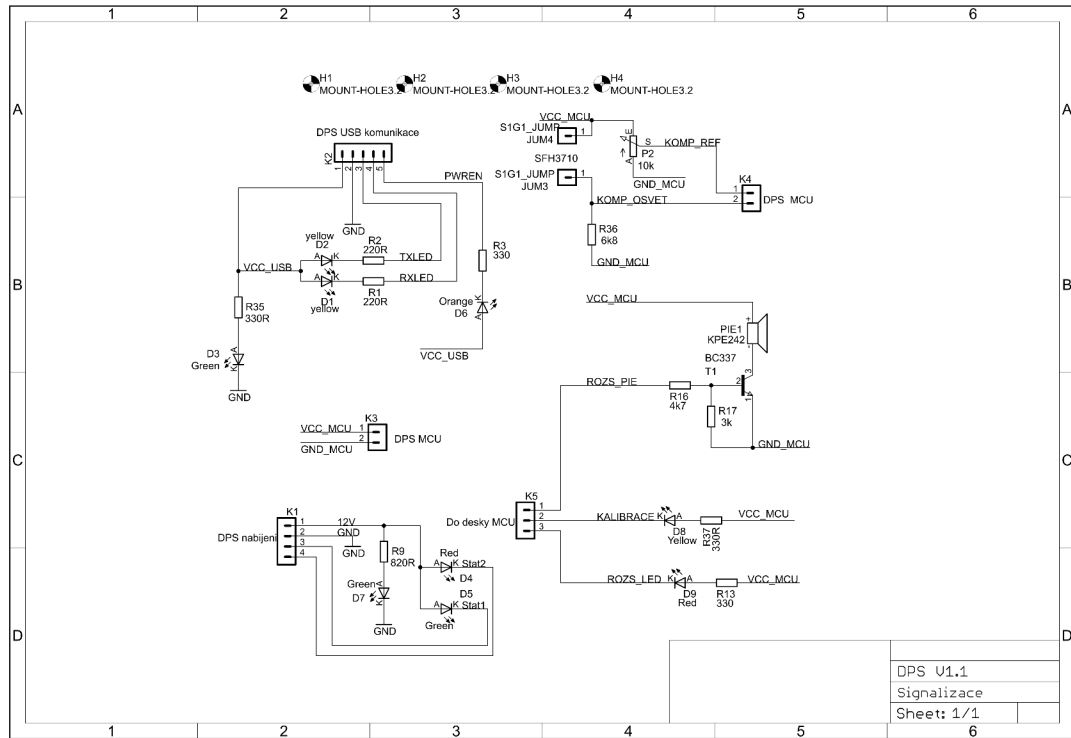
C.5 Rozmístění součástek – bottom (strana součástek)



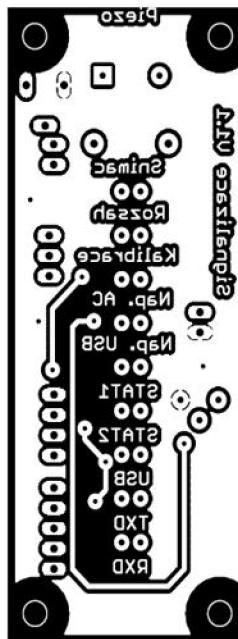
Rozměr desky 129,4 x 74,4 [mm], měřítko M2:1

D NÁVRH DPS SIGNALIZACE

D.1 Obvodové zapojení

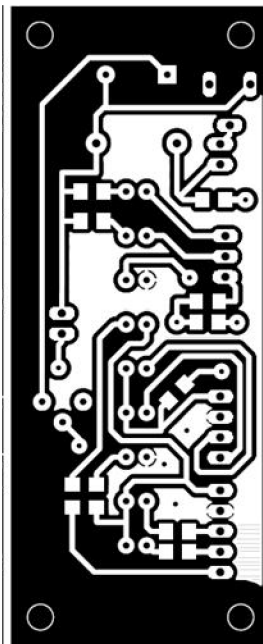


D.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



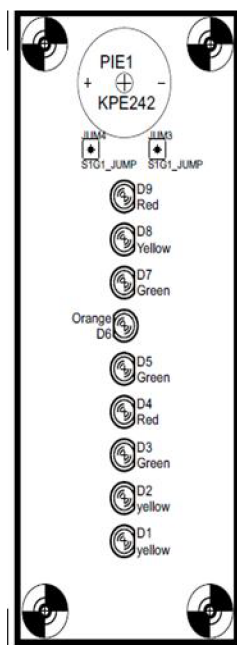
Rozměr desky 80,6 x 33 [mm], měřítko M1:1

D.3 Deska plošného spoje – bottom (strana součástek)



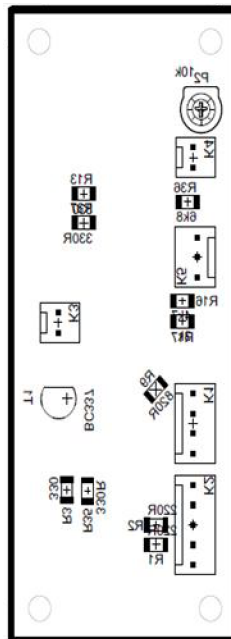
Rozměr desky 80,6 x 33 [mm], měřítko M1:1

D.4 Rozmístění součástek – top (strana součástek)



Rozměr desky 80,6 x 33 [mm], měřítko M1:1

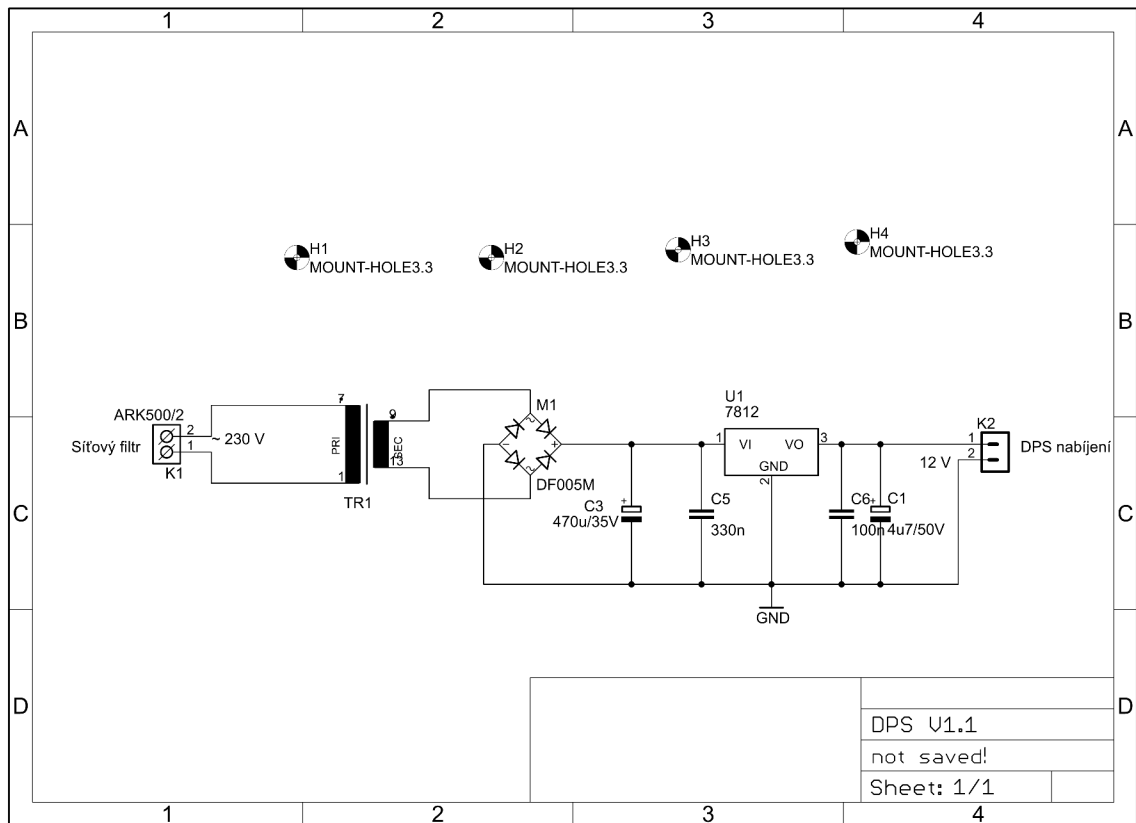
D.5 Rozmístění součástek – bottom (strana součástek)



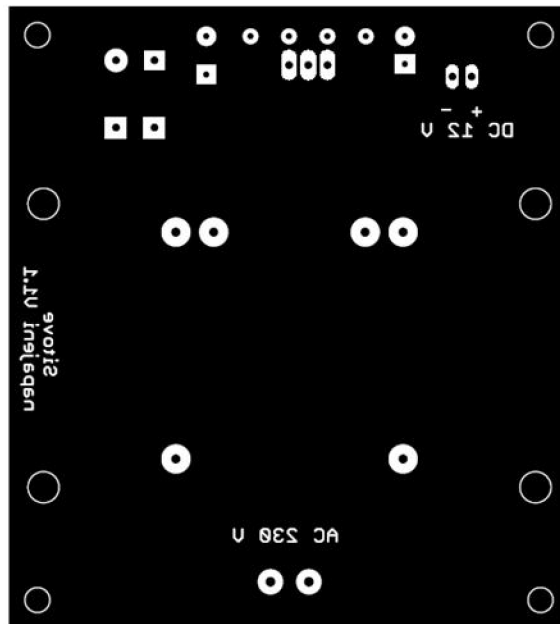
Rozměr desky 80,6 x 33 [mm], měřítko M1:1

E NÁVRH DPS SÍŤOVÉHO NAPÁJENÍ

E.1 Obvodové zapojení

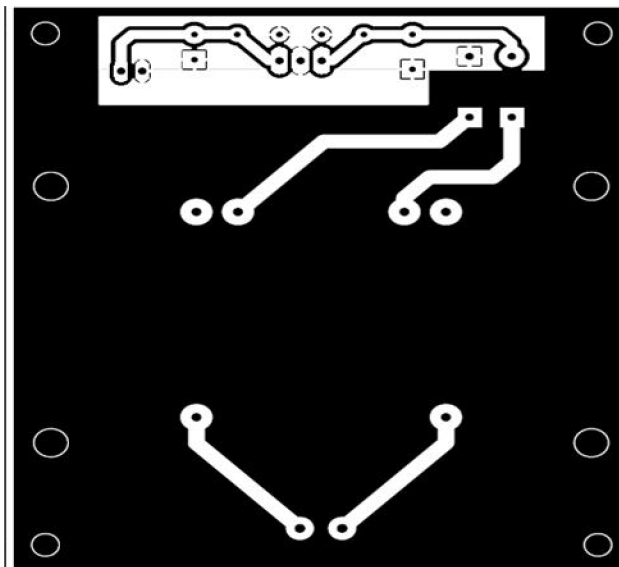


E.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



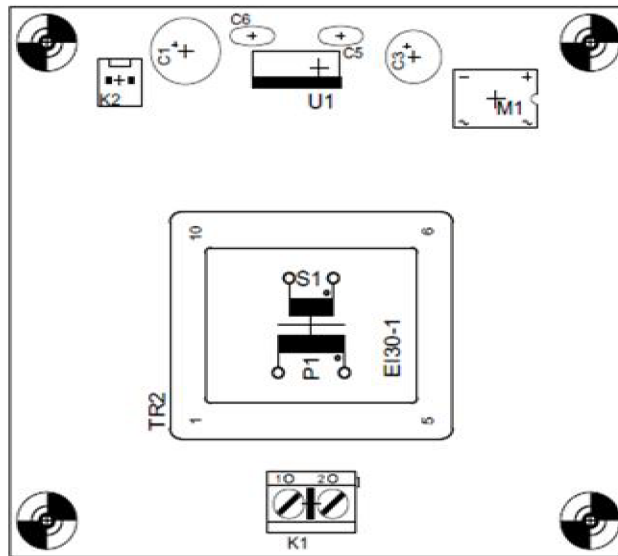
Rozměr desky 76 x 84 [mm], měřítko M1:1

E.3 Deska plošného spoje – bottom (strana součástek)



Rozměr desky 76 x 84 [mm], měřítko M1:1

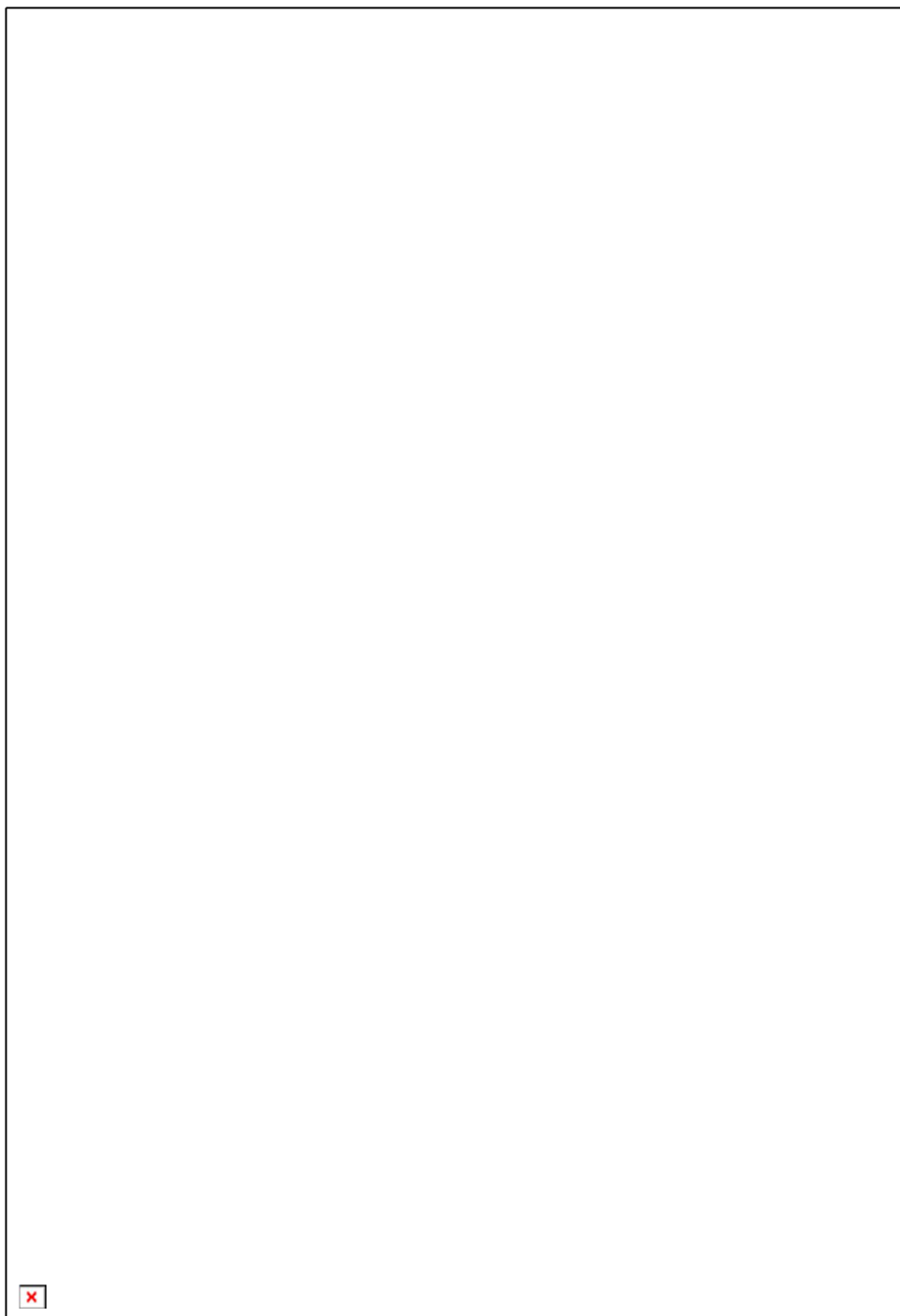
E.4 Rozmístění součástek – top (strana součástek)



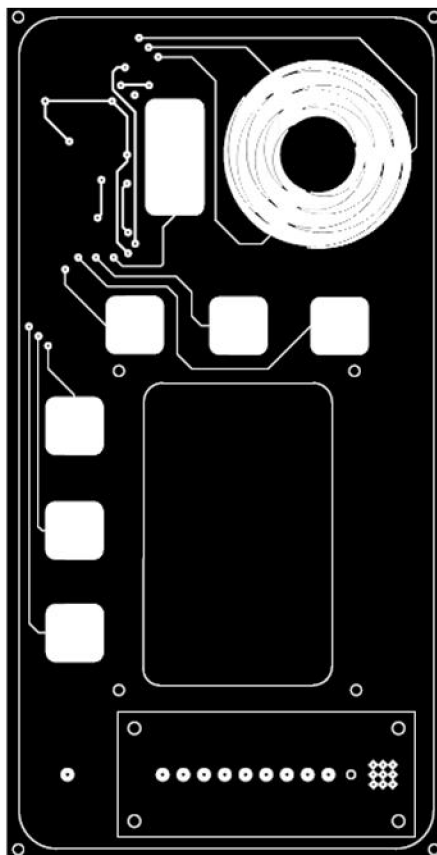
Rozměr desky 76 x 84 [mm], měřítko M1:1

F NÁVRH DPS TOUCH PANELU

F.1 Obvodové zapojení

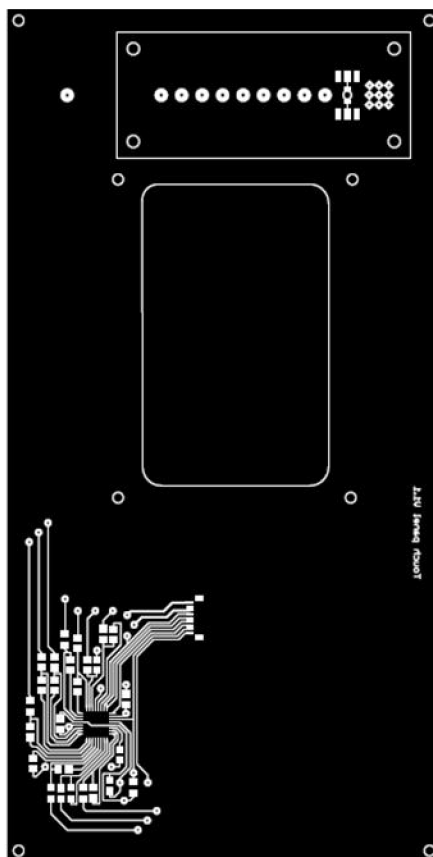


F.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



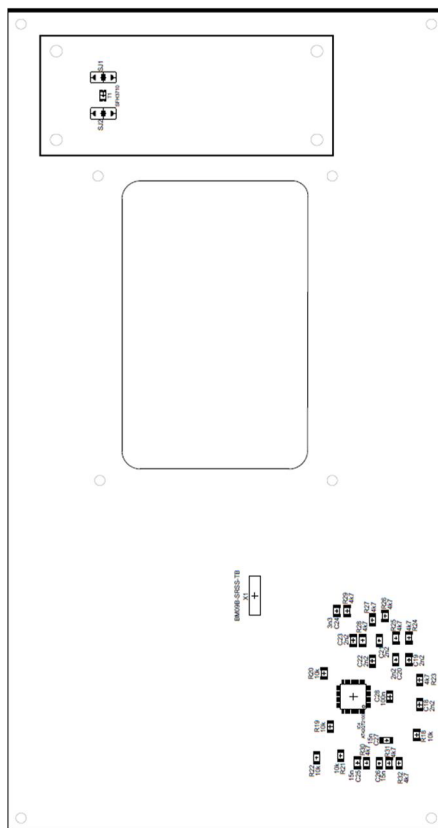
Rozměr desky 114 x 59 [mm], měřítko M1:2

F.3 Deska plošného spoje – bottom (strana součástek)



Rozměr desky 114 x 59 [mm], měřítko M1:2

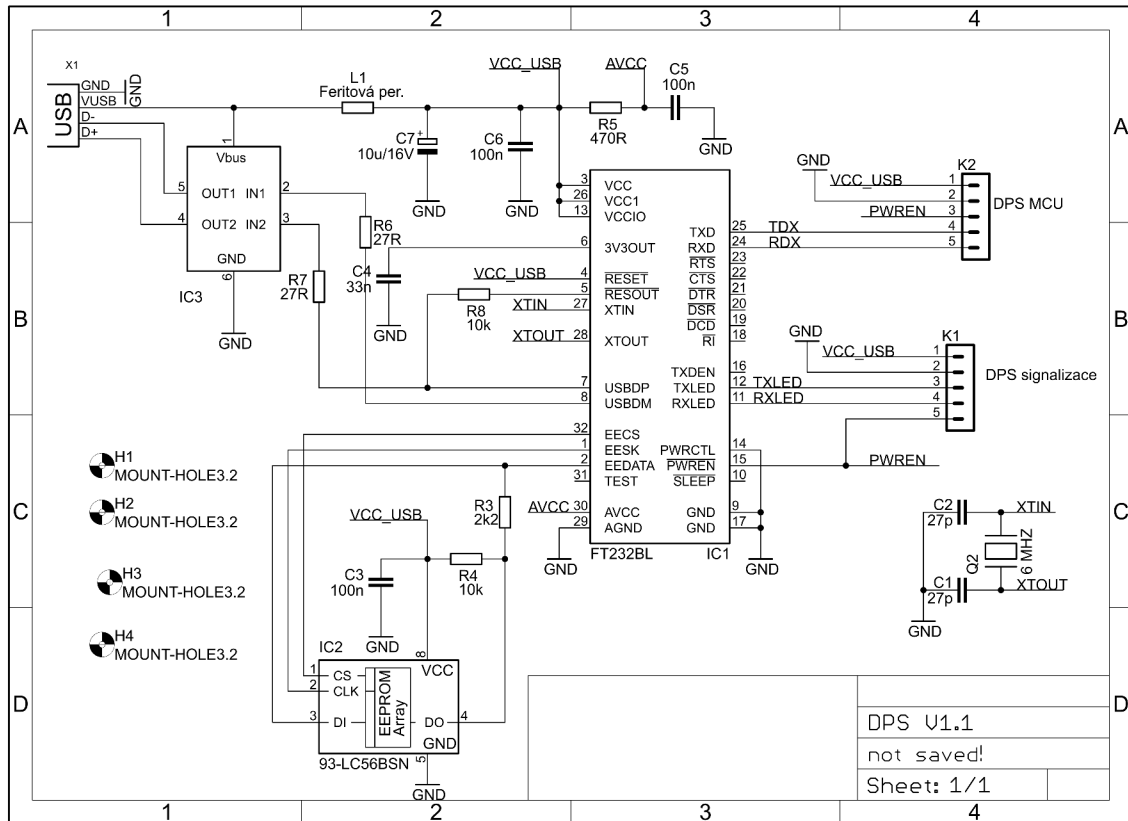
F.4 Rozmístění součástek – bottom (strana součástek)



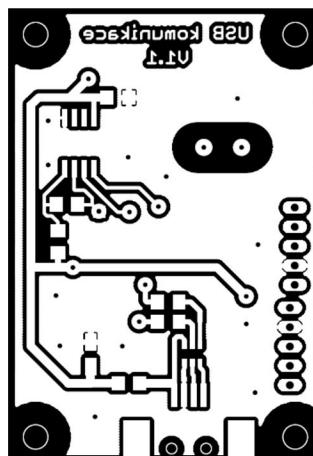
Rozměr desky 114 x 59 [mm], měřítko M1:2

GNÁVRH DPS USB KOMUNIKACE

G.1 Obvodové pojení

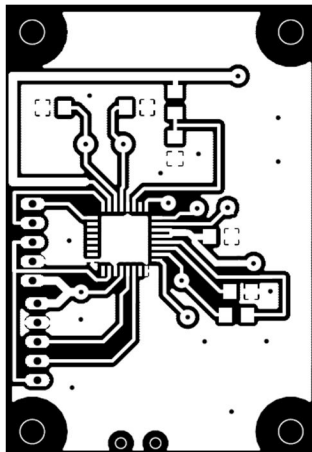


G.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



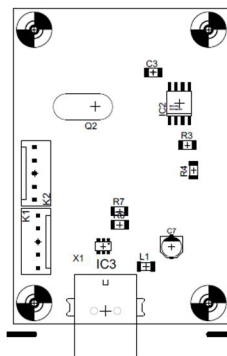
Rozměr desky 41,9 x 60,9 [mm], měřítko M1:1

G.3 Deska plošného spoje – bottom (strana součástek)



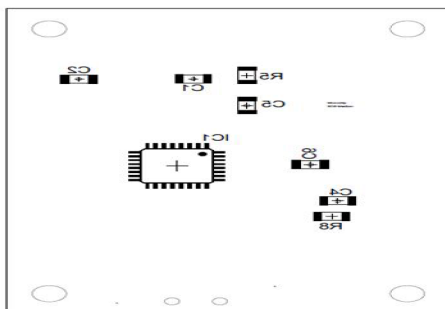
Rozměr desky 41,9 x 60,9 [mm], měřítko M1:1

G.4 Rozmístění součástek – top (strana součástek)



Rozměr desky 41,9 x 60,9 [mm], měřítko M1:1

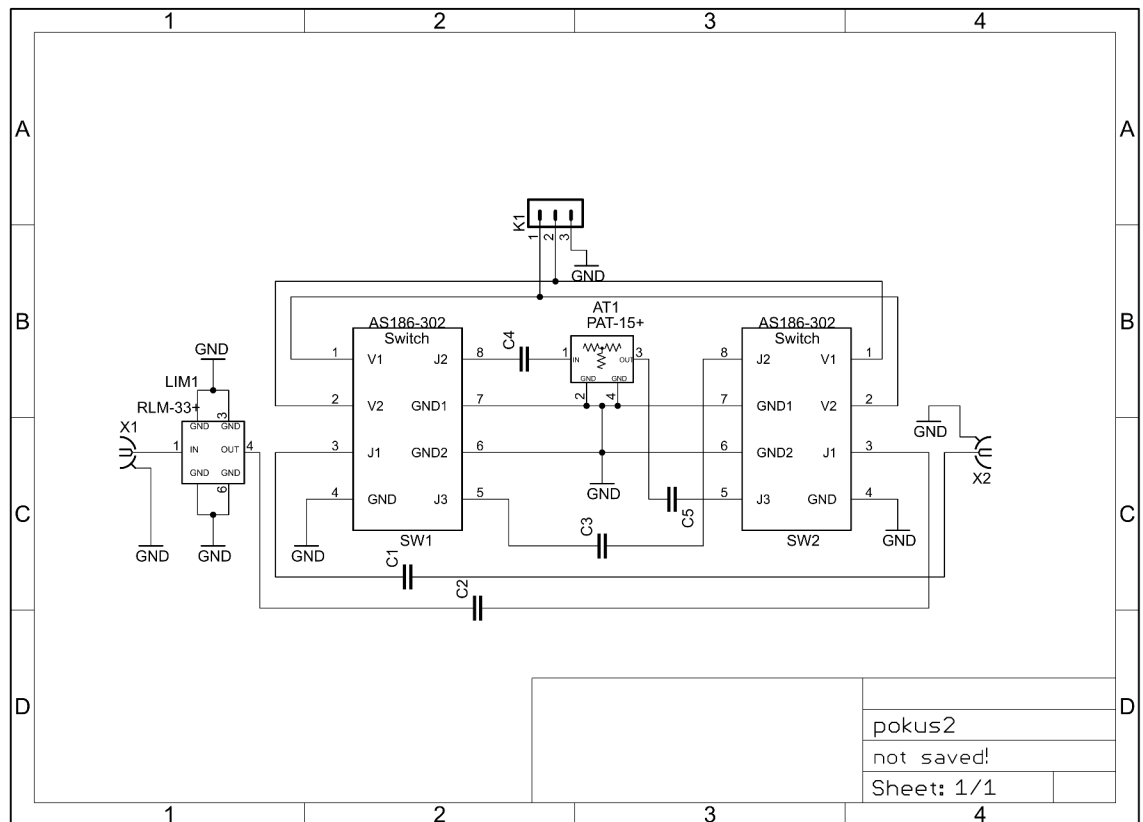
G.5 Rozmístění součástek – bottom (strana součástek)



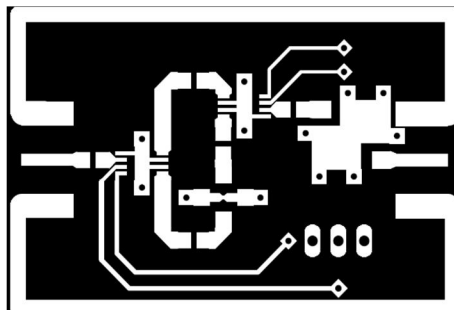
Rozměr desky 41,9 x 60,9 [mm], měřítko M1:1

HNÁVRH SEKUNDÁRNÍ OCHRANY VSTUPU

H.1 Obvodové zapojení

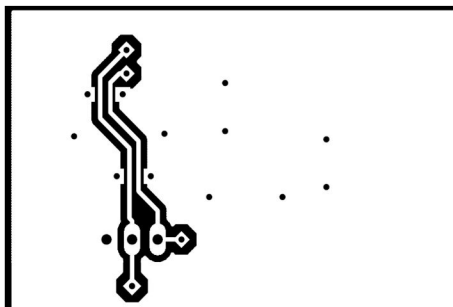


H.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



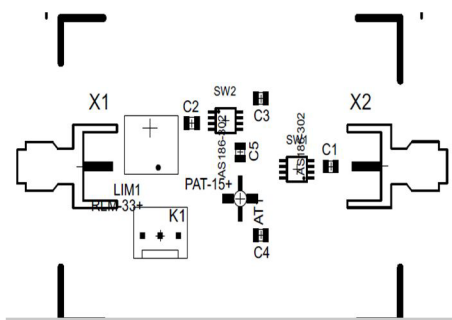
Rozměr desky 41,9 x 60,9 [mm], měřítko M2:1

H.3 Deska plošného spoje – bottom (strana součástek)



Rozměr desky 41,9 x 60,9 [mm], měřítko M2:1

H.4 Rozmístění součástek – top (strana součástek)



Rozměr desky 41,9 x 60,9 [mm], měřítko M2:1

I SEZNAM SOUČÁSTEK

I.1 Seznam součástek Sekundární ochrany

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
AT1	15 dB	PAT	Atenuátor
C1-C5	47pF	C-EUC0805	Vf kondenzátor
K1	PSH02-03P	PSH02-03P	Konektor
LIM1	RLM-33+	PAT	Limiter
SW1	AS186-302	PMOSMSOP8	Přepínač
SW2	AS186-302	PMOSMSOP8	Přepínač

I.2 Seznam součástek DPS MCU

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	470M/35V	C_EL_5	Elektorolytický kondenzátor
C2, C11	100n	SMD1206	Keramický kondenzátor
C12, C13	27p	SMD1206	Keramický kondenzátor
C14	100n	SMD1206	Keramický kondenzátor
CON1, CON2	MLW06	MLW06G	Konektor
D1	1N4007_SM-1	SM-1	Dioda
IC1	NC7WZ14P6X	SOT65P210X110- 6AN_SC88_SC70- 6	
IC3	MEGA32-A	TQFP44	Mikroprocesor
K2, K3, K4, K7, K9	PSH02-02P	PSH02-05P	Konektor
K5	PSH02-03P	PSH02-05P	Konektor
K6	PSH02-04P	PSH02-05P	Konektor
K8, K1	PSH02-05P	PSH02-05P	Konektor
L	10uH	R1206	Konektor
P2	1k	PT6V	Trimr
Q2	20MHz	HC-49	Krystal
R10	10k	R1206	Rezistor
R11, R33	4k7	R1206	Rezistor
R12	3k	R1206	Rezistor
R34	3k	R1206	Rezistor
R39	2k	R1206	Rezistor

R40	1k	R1206	Rezistor
RLY1	RELEG5V1-05	RG5V1	Rele
T2,T4	BC337-16	TO92	Tranzistor
X1	SM09B-SRSS-TB	SM09B-SRSS-TB	SMD konektor

I.3 Seznam součástek DPS Nabíjení

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
7805	7805	TO-220S	Stabilizátor
C1	0.1M/35V	A	Tantalový kondenzátor
C2	4u7/35V	UD-5X5,8_NICHICON	Elektrolytický kondenzátor
C8	330n	SMD1206	Keramický kondenzátor
C9, C29	100n	SMD1206	Keramický kondenzátor
C10	100u/25V	UD-8X10_NICHICON	Elektrolytický kondenzátor
C15	4u7/35V	UD-5X5,8_NICHICON	Elektrolytický kondenzátor
D1	LM385	SO08	Reference napětí
IO2	TLC251	SO08	Operační zesilovač
K1	ARK500/3	ARK500/3	Svorkovnice
K2, K3,K4,K5	PSH02-02P	PSH02-02P	Konektor
MCP2	MCP73864	SO-16DW	Nabíjecí obvod
P3	25k	PT6V	Trimr
R1	10M	R1206	Rezistor
R14	6k19	R1206	Rezistor
R15	7k32	R1206	Rezistor
R38	510	R1206	Rezistor
R41	10M	R1206	Rezistor
R42	2M4	R1206	Rezistor
R43	330k	R1206	Rezistor
R44	100k	R1206	Rezistor
R45	1k	R1206	Rezistor
R46	69k	R1206	Rezistor
T1	IRF9540	TO-220S	Tranzistor

I.4 Seznam součástek DPS Signalizace

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
D1, D2, D8	Yellow	LED3MM	LED dioda
D3, D5, D7	Green	LED3MM	LED dioda
D4, D9	Red	LED3MM	LED dioda
D6	Orange	LED3MM	LED dioda
D9	Red	LED3MM	LED dioda
JUM3, JUM4	S1G1_JUMP	S1G1_JUM	Jumper
K1	PSH02-04P	PSH02-04P	Konektor
K2	PSH02-05P	PSH02-05P	Konektor
K3, K4	PSH02-02P	PSH02-02P	Konektor
K5	PSH02-03P	PSH02-03P	Konektor
P2	10k	PT6V	Trimr
PIE1	KPE242	KPE242	Piezo siréna
R1, R2	220R	R1206	Rezistor
R2	220R	R1206	Rezistor
R3	330	R1206	Rezistor
R9	820R	R1206	Rezistor
R13	330	R1206	Rezistor
R16, R37	4k7	R1206	Rezistor
R17	3k	R1206	Rezistor
R35	330R	R1206	Rezistor
R36	6k8	R1206	Rezistor
T1	BC337	TO-92C	Tranzistor

I.5 Seznam součástek DPS Síťového napájení

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	4u7/50V	RM3,5-8	Elektrolytický kondenzátor
C3	470u/35V	RM5-6,3	Elektrolytický kondenzátor
C5	330n	RM5	Keramický kondenzátor
C6	100n	RM5	Keramický kondenzátor
K1	ARK500/2	ARK500/2	Svorkovnice
K2	PSH02-02P	PSH02-02P	Konektor
M1	DF005M	DM_DB1	Usměřňovač
TR1	EI54-1B	EI54-1B	Transformátor
U1	7812	TO-220S	Stabilizátor

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
7805	7805	TO-220S	Stabilizátor
C1	0.1M/35V	A	Tantalový kondenzátor
C2	4u7/35V	UD-5X5,8_NICHICON	Elektrolytický kondenzátor
C8	330n	SMD1206	Keramický kondenzátor
C9, C29	100n	SMD1206	Keramický kondenzátor
C10	100u/25V	UD-8X10_NICHICON	Elektrolytický kondenzátor
C15	4u7/35V	UD-5X5,8_NICHICON	Elektrolytický kondenzátor
D1	LM385	SO08	Reference napětí
IO2	TLC251	SO08	Operační zesilovač
K1	ARK500/3	ARK500/3	Svorkovnice
K2, K3, K4, K5	PSH02-02P	PSH02-02P	Konektor
MCP2	MCP73864	SO-16DW	Nabíjecí obvod
P3	25k	PT6V	Trimr
R1	10M	R1206	Rezistor
R14	6k19	R1206	Rezistor
R15	7k32	R1206	Rezistor
R38	510	R1206	Rezistor
R41	10M	R1206	Rezistor
R42	2M4	R1206	Rezistor
R43	330k	R1206	Rezistor
R44	100k	R1206	Rezistor
R45	1k	R1206	Rezistor
R46	69k	R1206	Rezistor
T1	IRF9540	TO-220S	Tranzistor

I.6 Seznam součástek DPS Touch panelu

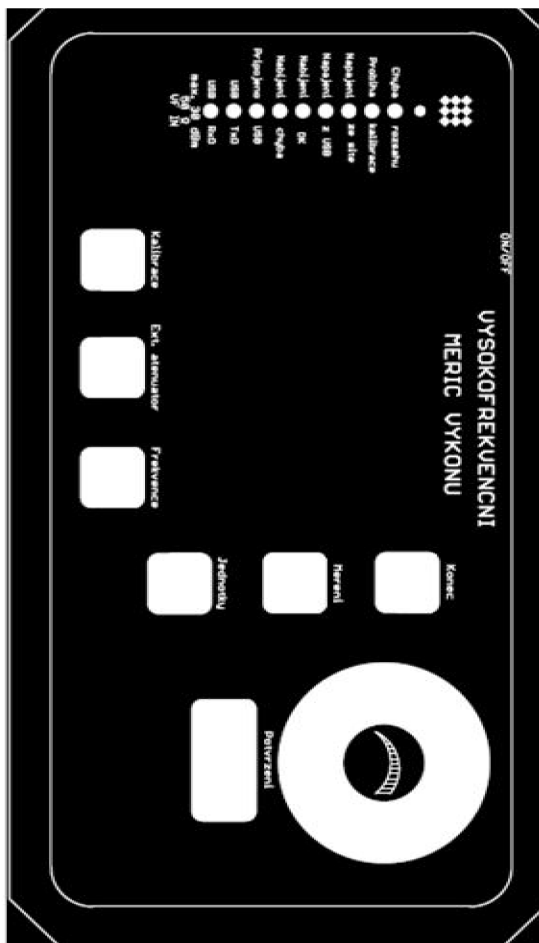
Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C18, C19, C20, C21, C22, C23	2n2	SMD1206	Keramický kondenzátor
C24	3n3	SMD1206	Keramický kondenzátor
C25, C26, C27	15n	SMD1206	Keramický kondenzátor
C28	100n	SMD1206	Keramický kondenzátor
IC4	AT42QT2100	TQFP32-08	Řídící obvod
KEY-LONG1	KEY-LONG	Touch-steft	Obdélníková klávesa
KEY2-KEY7	KEY	Touch-steft	Čtvercová Klávesa
R18-R22	10k	R1206	Rezistor
R23-R32	4k7	R1206	Rezistor
SJ1, SJ2	SJ_2W	jumper	Jumper
T1	SFH3710	P1206	Fototranzistor
WHEEL1	WHEEL	Touch-steft	Posuvník
X1	BM09B-SRSS-TB	BM09B-SRSS-TB	Sma konektor

I.7 Seznam součástek DPS USB komunikace

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1, C2	27p	SMD1206	Keramický kondenzátor
C3, C5, C6	100n	SMD1206	Keramický kondenzátor
C4	33n	SMD1206	Keramický kondenzátor
C7	10u/16V	PANASONIC_B	Elektrolytický kondenzátor
IC1	FT232BL	LQFP32-7X7	IO
IC2	93-LC56BSN	SO-08M	EEPROM
IC3	STF202-22T1G	TSOP-5	ESD ochrana
K1, K2	PSH02-05P	PSH02-05P	Konektor
L1	10 μ H	SMD1206	Feritová perla
Q2	6 MHz	HC-49	HC-49
R3	2k2	R1206	Rezistor
R4, R8	10k	R1206	Rezistor
R5	470R	R1206	Rezistor
R6, R7	27R	R1206	Rezistor
X1	USB-B-SMT	con-usb-3	USB konektor

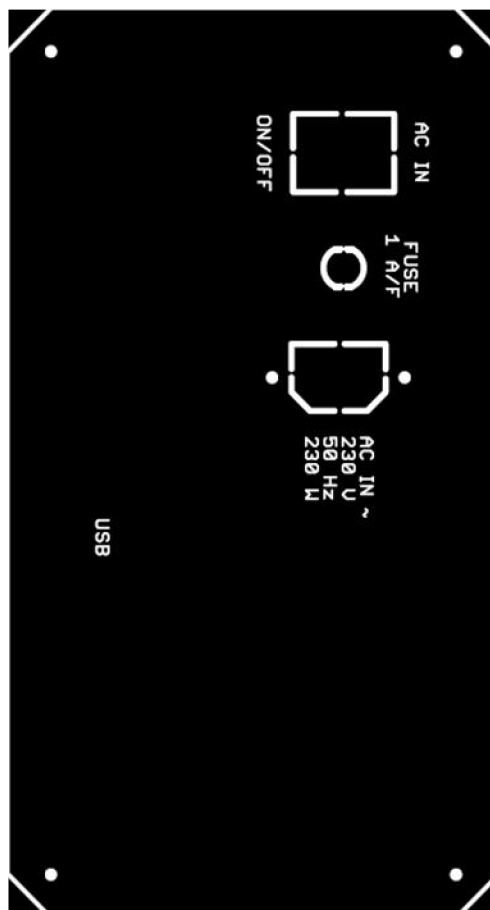
J OCHRANNÉ FÓLIE PANELŮ

J.1 Přední panel



Rozměr desky 126 x 62 [mm], měřítko M1:2

J.2 Přední panel



Rozměr desky 121 x 57 [mm], měřítko M1:2