



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

BEZDRÁTOVÁ NABÍJECÍ STANICE

WIRELESS CHARGING STATION

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Albert Navara

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Pavel Šteffan, Ph.D.

BRNO 2024

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Mikroelektronika a technologie**

Ústav mikroelektroniky

Student: Albert Navara

ID: 240667

Ročník: 3

Akademický rok: 2023/24

NÁZEV TÉMATU:

Bezdrátová nabíjecí stanice

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V rámci bakalářské práce navrhnete, sestrojíte a otestujete bezdrátovou nabíjecí stanici fungující na krátké vzdálenosti. Pro její napájení použijte rozhraní USB-C s možností využití protokolu USB Power Delivery (USB-PD). Určete maximální dosažitelné výkony a účinnosti. Pro testovací účely navrhnete a sestavte přijímací obvod. Stanice by měla být kompatibilní se stávajícím přijímači – např. mobilní telefony s bezdrátovým nabíjením.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 5.2.2024

Termín odevzdání: 30.5.2024

Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Šteffan, Ph.D.

doc. Ing. Pavel Šteffan, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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.

Abstrakt

Tématem této práce je návrh a sestavení bezdrátové nabíjecí stanice kompatibilní se standardem Qi s možností dodat vyšší výkon. Pro testování možností bezdrátové nabíječky je navrhnout a zkonstruován i bezdrátový přijímač. Před samotným návrhem je v práci rozebrána teorie přenosu a postupy pro výběr topologií i součástek. Do návrhu vysílače i přijímače jsou zakomponovány řídicí mikrokontroléry, které se starají o komunikaci mezi sebou a nastavují požadované parametry. Sestrojený vysílač je testován s přijímačem v podobě LC obvodu, s kupovaným přijímačem i s navrhnutým přijímačem v rámci různých vzdáleností a vychýlení vysílače a přijímače. Finální výrobek je vsazen do plastové krabičky vytisknuté na 3D tiskárně.

Klíčová slova

nabíjecí stanice, rezonance, činitel jakosti, standard, vysílač, přijímač, měnič

Abstract

The topic of this thesis is the design and construction of a wireless charging station compatible with the Qi standard with the possibility of delivering higher power. A wireless receiver is also designed and constructed to evaluate the capabilities of the wireless charger. Before the design itself, the theory of transmission and procedures for selecting topologies and components are discussed in the thesis. In the design of the transmitter and the receiver, microcontrollers are used, which take care of communication with each other and set the required parameters. The assembled transmitter is tested with a receiver in the form of an LC circuit, with a purchased receiver, and with the designed receiver within various distances and deviations of the transmitter and the receiver. The final product is fitted into a plastic box printed on a 3D printer.

Keywords

charging station, resonation, quality factor, standard, transmitter, receiver, converter

Bibliografická citace

NAVARA, Albert. Bezdrátová nabíjecí stanice [online]. Brno, 2024 [cit. 2024-05-30]. Dostupné z: <https://www.vut.cz/studenti/zav-prace/detail/160218>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky. Vedoucí práce Pavel Šteffan.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta: *Albert Navara*

VUT ID studenta: *240667*

Typ práce: *Bakalářská práce*

Akademický rok: *2023/24*

Téma závěrečné práce: *Bezdrátová nabíjecí stanice*

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si 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.

V Brně dne: 30. května 2024

podpis autora

Poděkování

Rád bych poděkoval mému vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Pavlu Šteffanovi, Ph.D. za přívětivý přístup a věcné rady ke zpracování tohoto dokumentu. Nemalé díky patří i všem ostatním, kteří měli k práci jiné připomínky.

V Brně dne: 30. května 2024

podpis autora

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	8
SEZNAM TABULEK.....	9
ÚVOD	10
1. TEORIE BEZDRÁTOVÉHO PŘENOSU ENERGIE	11
1.1 TRANSFORMÁTORY S PEVNÝM JÁDREM.....	12
1.1.1 Materiály jádra	13
1.1.2 Tvary jádra	13
1.2 TRANSFORMÁTORY SE VZDUCHOVÝM JÁDREM.....	14
1.2.1 Vlastnosti vzduchového jádra	14
1.2.2 Vlastnosti cívek	15
1.2.3 Povrchový jev.....	19
1.3 POUŽÍVANÉ MĚNIČE.....	19
1.3.1 Blokující zdroj.....	19
1.3.2 Propustný zdroj.....	20
1.3.3 Dvojčinný zdroj.....	21
1.4 KOMERČNĚ DOSTUPNÉ BEZDRÁTOVÉ STANICE	23
1.4.1 Používané technologie	24
1.4.2 Bezdrátový přenos na blízké vzdálenosti.....	24
1.4.3 Bezdrátový přenos na velké vzdálenosti.....	25
1.4.4 Standard Qi.....	25
1.4.5 Vlastnosti kupovaných nabíječek	26
2. VLASTNÍ NABÍJECÍ STANICE	30
2.1 NÁVRH VLASTNÍHO VYSÍLAČE.....	30
2.2 NÁVRH VLASTNÍHO PŘIJÍMAČE	36
2.3 MĚŘENÍ VLASTNOSTÍ PRO NASTAVENÍ ZÁKLADNÍCH PARAMETRŮ	40
2.3.1 Nastavení časovačů mikrokontroléru.....	44
2.3.2 Snímání proudu a nastavení citlivosti pro zpracování komunikace	45
2.4 MĚŘENÍ VLASTNOSTÍ S LC PŘIJÍMAČEM	47
2.5 MĚŘENÍ VLASTNOSTÍ S KUPOVANÝM PŘIJÍMAČEM.....	50
2.6 MĚŘENÍ VLASTNOSTÍ S VLASTNÍM PŘIJÍMAČEM.....	53
2.6.1 Měření charakteristik vlastního vysílače a přijímače v závislosti na jejich vzdálenosti	53
2.6.2 Měření charakteristik vlastního vysílače a přijímače v závislosti na jejich vychýlení	56
2.7 KRYT PRO VYSÍLAČ A PŘIJÍMAČ	59
ZÁVĚR	62
LITERATURA.....	64
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	68
SEZNAM PŘÍLOH.....	70

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Přehled různých tvarů feritových jader. [6].....	14
1.2	Vysílací cívka pro bezdrátové nabíjení standartu Qi, cívka vnořena do stínící destičky (tj. vyvýšený střed a okraje). [9]	16
1.3	Přijímací cívka pro bezdrátové nabíjení standartu Qi s výstupním obvodem, cívka na prosté feromagnetické folii.	16
1.4	Ukázka závislosti činitele jakosti na frekvenci u zvolené cívky, převzato z katalogového listu [10].	18
1.5	Závislost magnetické indukce na intenzitě magnetického pole – hysterezní smyčka, převzato z [11].	18
1.6	Zjednodušené schéma blokujícího zdroje, převzato z [14].....	20
1.7	Zjednodušené schéma propustného zdroje s jedním tranzistorem a pomocným vinutím, převzato z [14].....	21
1.8	Zjednodušené schéma dvojčinného zdroje s dvěma tranzistory, převzato z [14].	22
1.9	Zjednodušené schéma dvojčinného zdroje s čtyřmi tranzistory, převzato z [14].	23
1.10	Přední strana DPS kupované nabíječky	27
1.11	Průběh napětí na LC obvodu kupované nabíječky, bez přijímače.....	28
1.12	Napětí řídicích signálů PWM1 a PWM2 kupované nabíječky.	29
2.1	Schéma vysílače vlastní bezdrátové stanice (část 1/2).	31
2.2	Schéma vysílače vlastní bezdrátové stanice (část 2/2).	32
2.3	Vývojový diagram pro vysílač.	35
2.4	Schéma přijímače vlastní bezdrátové stanice.	38
2.5	Vývojový diagram pro přijímač.	40
2.6	Vrchní strana DPS vysílače.	41
2.7	Vrchní strana DPS přijímače.	41
2.8	Napájecí napětí vysílače v čase, bez zátěže.....	43
2.9	Závislost vstupního napětí OZ na čase, bez zátěže.	46
2.10	Průběh napětí v čase na vysílacím LC členu, se zátěží, oddáleno.	52
2.11	Závislost účinnosti vysílače a přijímače na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky.....	54
2.12	Napětí na vstupu (CH1) a výstupu (CH2) DC-DC, spíná přepětíová ochrana.....	55
2.13	Účinnost vysílače a přijímače při vychýlení cívek, $l = 0$ mm.	56
2.14	Účinnost vysílače a přijímače při vychýlení cívek, $l = 10$ mm.	58
2.15	Vnitřek sestaveného vysílače, přední pohled.	60
2.16	Sestavený přijímač, spodní pohled.	60
2.17	Sestavený vysílač během nabíjení elektronické čtečky knih.	61

SEZNAM TABULEK

1.1	Ukázka tabulky s důležitými parametry pro vysílací cívku kompatibilní se standardem QI, převzato z katalogového listu [10].	17
1.2	Přehled měřených veličin pro kupovanou nabíjecí stanici.	29
2.1	Výčet důležitých parametrů přijímacích cívek, převzato z [42] a [43].	36
2.2	Závislost indukovaného napětí přijímače na nastavení pracovního kmitočtu vysílače.	44
2.3	Závislost indukovaného napětí na přijímacím LC obvodu na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky, bez zátěže.	47
2.4	Závislost indukovaného napětí na přijímacím LC obvodu na vychýlení vysílací a přijímací cívky, bez zátěže.	48
2.5	Závislost indukovaného napětí, výkonů a účinnosti na přijímacím LC obvodu na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky, zátěž $R = 47 \Omega$.	49
2.6	Závislost indukovaného napětí, výkonů a účinnosti na přijímacím LC obvodu na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky, zátěž $R = 5,1 \Omega$.	49
2.7	Závislost vstupního proudu, příkonu, výkonu a celkové účinnosti na výstupním proudu pro navržený vysílač s kupovaným přijímačem.	51
2.8	Závislost vstupního proudu, příkonu, výkonu a celkové účinnosti na výstupním proudu pro kupovaný vysílač s kupovaným přijímačem.	51
2.9	Závislost vstupního a vstupního proudu, příkonu, výkonu a celkové účinnosti na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky.	54
2.10	Závislost vstupního a vstupního proudu, příkonu, výkonu a účinnosti na vychýlení vysílače a přijímače při vzájemné vzdálenosti $l = 0$ mm.	57
2.11	Závislost vstupního a vstupního proudu, příkonu, výkonu a účinnosti na vychýlení vysílače a přijímače při vzájemné vzdálenosti $l = 10$ mm.	58

ÚVOD

Poprvé s myšlenkou bezdrátového přenosu energie přišel srbský vynálezce Nikola Tesla, který ideu prakticky demonstroval jak za pomoci Teslova transformátoru (rok 1891) určený pro výkonový přenos, tak využitím stejných principů pro komunikaci s bezdrátově řízenou lodí (rok 1898). I přes tuto revoluční myšlenku se Tesla nesetkal s příliš velkým úspěchem, předběhl svoji dobu.

V dnešní době je bezdrátová komunikace velice rozšířená a využívá se v každém odvětví. Tato práce se nezaměřuje na stránku komunikace, ale na bezdrátový přenos energie pro použití například k nabíjení akumulátorů. Snad největší využití nachází tato technologie v oblasti nabíjení přenosných zařízení, zejména pak mobilních telefonů. Pro tyto účely je vyvinuto několik standardů, nejpoužívanějším z nich je specifikace Qi. Ta byla na trh poprvé uvedena společností „Wireless power consortium“ (zkráceně též WPC) roku 2010. U nejnovější revize specifikace Qi, tedy verze 2.0, je maximální povolený přenášený výkon omezen na 15 W.

Cílem této práce je navrhnout nabíjecí stanici, která bude schopna nabíjet jak stávající zařízení se specifikací Qi, tak i náročnější zátěže. Aby se mohly zvýšené výkony otestovat, bude zapotřebí navrhnout a zkonstruovat i vhodný testovací přijímač. Vysílač bude napájen pomocí externího zdroje, který disponuje funkcí USB-PD, ten dokáže poskytnout příkon až 100 W.

Tato práce se skládá ze dvou hlavních kapitol, první z nich je souhrn veškeré teorie, druhá se zabývá návrhem a testováním vysílače a přijímače. V rámci teorie jsou probrány transformátory jak s pevným, tak vzduchovým jádrem, jejich vlastnosti a využití. Nedílnou součástí jsou i měniče, které se používají k vytvoření střídavého napětí pro napájení vysílacích cívek. Na konci teorie jsou shrnuty používané technologie přenosu, vyvinuté standardy a podrobněji je rozebrán i nejpoužívanější standard Qi. V části návrhu vysílače a přijímače je popsán postup tvorby a vývoje jednotlivých obvodů, tj. schémata, výběr součástek a vývojové diagramy pro programování mikrokontrolérů (včetně návrhu zpracování komunikace či nastavení časovačů). Pro kompletní otestování přípravku bylo zvoleno několik typů měření, a to s LC přijímačem, kupovaným přijímačem i vlastním přijímačem v různých vzdálenostech a vychýlení vysílací a přijímací cívky. V práci jsou mimo hodnot zpracovaných do tabulek a grafů obsaženy i osciloskopické snímky z praktického měření. Pro vysílač i přijímač byly též navrženy krabičky, které byly zhotoveny pomocí 3D tisku.

1. TEORIE BEZDRÁTOVÉHO PŘENOSU ENERGIE

Pokud hovoříme o bezdrátovém přenosu energie, mluvíme v podstatě o transformátoru se vzduchovým jádrem. Tradiční transformátory, tak jak je známe, mají ale jádro zhotovené z feromagnetických materiálů, obvykle např. železná jádra či jádra z feritu. Tato část elektrického stroje zlepšuje vlastnosti transformátoru – jádro má vyšší permeabilitu než vzduch, což v důsledku znamená nižší ztráty. Pokud bychom tedy měli jádro s nekonečně velkou permeabilitou, dokonale by platily vzorce pro výpočet výstupního proudu a napětí vůči těm vstupním, primární a sekundární vinutí by byly ideálně magneticky spojeny [1]. Jestliže se ale bavíme o bezdrátovém přenosu, tedy o transformátoru se vzduchovým jádrem, magnetické spojení bude velmi daleko od ideálního, musíme proto počítat s relativně vysokými ztrátami. V porovnání s běžným nabíjením pomocí vodivého spojení nabíječky a nabíjeného zařízení, je tedy nabíjení bezdrátové podstatně méně účinné, avšak tato technologie se velmi osvědčila pro její uživatelskou přívětivost a praktičnost, a to zejména u mobilních telefonů.

V návaznosti na předešlé nastínění problémů jsou zde uvedeny exaktní fyzikální vztahy a veličiny, které se týkají této problematiky [2]. Jedním z nejzákladnějších vztahů pro elektromagnetickou indukci, kterou v bezdrátovém nabíjení používáme, je tzv. Faradayův zákon daný vztahem

$$u(t) = -\frac{d\mathcal{W}(t)}{dt}, \quad (1.1)$$

kde $u(t)$ (V) je indukované napětí, \mathcal{W} (Wb) spřažený magnetický indukční tok a t (s) je čas. Tento vztah říká, jak velké bude indukované napětí na cívce při změně magnetického indukčního toku procházející touto cívkou, přičemž celý děj je závislý na čase. Mezi další důležité vztahy patří vzorec pro výpočet indukčnosti L (H), ta je přímo úměrná počtu závitů cívky N (-) a velikosti magnetického indukčního toku Φ (Wb). Dále je nepřímo závislá na velikosti proudu I (A). Vztah tedy zní:

$$L = \frac{N\Phi}{I}. \quad (1.2)$$

Transformátor, jako takový, považujeme za dvojbran, z tohoto důvodu jsou užitečnější upravené vztahy, které do sebe kombinují i vedlejší parametry. Mezi zmíněné parametry patří vzájemná indukčnost M (H). Dvojice vztahů důležité pro návrh transformátorů zní takto:

$$u_1(t) = L_1 \frac{di_1(t)}{dt} - M \frac{di_2(t)}{dt}, \quad (1.3)$$

$$u_2(t) = M \frac{di_1(t)}{dt} - L_2 \frac{di_2(t)}{dt}. \quad (1.4)$$

Veličiny s dolním indexem 1 náleží primárnímu vinutí a veličiny s indexem 2 sekundárnímu vinutí.

Posledním důležitým parametrem je činitel vazby k (-). Tato veličina nám udává, jak kvalitní bude magnetické spojení mezi primárním a sekundárním vinutím. Z podstaty této bezrozměrné veličiny tedy i vyplývá, že velikost činitele k bude ležet v intervalu

$$k \in < 0; 1). \quad (1.5)$$

Tento činitel pak dále figuruje ve vztahu

$$M = k\sqrt{L_1L_2}, \quad (1.6)$$

kde M (A/m) je magnetizace.

Ve slovním nastínění problematiky již byla zmínka o permeabilitě použitého transformátorového jádra. Tato veličina se ve výpočtech většinou rozděluje na dvě různé „podveličiny“ a sice na permeabilitu vakua μ_0 (Hm^{-1}) a na relativní permeabilitu μ_r (ta je bezrozměrná) [3]. Permeabilita je společně s magnetickou indukcí B (T) a intenzitou magnetického pole H (A/m) kombinovaná ve vztahu

$$B = \mu H, \quad (1.7)$$

kde

$$\mu = \mu_0\mu_r. \quad (1.8)$$

Pro úplnost magnetických obvodů jsou ještě uvedeny dva vztahy, a to pro výpočet magnetického napětí U_m (A), které je závislé na intenzitě magnetického pole H a délce střední siločáry l (m) a vztah kombinující již zmíněné veličiny magnetického indukčního toku, magnetické indukce a plochy středního průřezu jádra S (m^2).

$$U_m = \int_l H dl. \quad (1.9)$$

$$\Phi = \iint_S B dS. \quad (1.10)$$

1.1 Transformátory s pevným jádrem

Transformátor není v podstatě nic jiného než dvojice cívek, tedy primární a sekundární vinutí, které jsou magneticky spojeny. Pro lepší magnetické spojení se využívají jádra. Jádro nejen že lépe směřuje magnetický indukční tok, ale také napomáhá k jeho samotnému vytvoření. To ostatně popisují již zmíněné rovnice magnetických obvodů (rovnice (1.7), (1.10), (1.2) a (1.1)). Provedení jader, tedy i transformátorů, je několik, jednotlivé typy by se dali rozdělit podle materiálu jádra nebo podle jejich tvaru.

1.1.1 Materiály jádra

Jedním z používaných materiálů je železo ve formě ocelových plechů [2]. Tento typ jádra je ovšem vhodné použít pouze u nízkofrekvenčních transformátorů, tj. u transformátorů pracujících s frekvencí síťového napětí (50 a 60 Hz). U vyšších frekvencí by pak v jádře vznikaly nezanedbatelné ztráty vlivem indukce vířivých proudů. Tyto ztráty by v důsledku znamenaly nadměrné zahřívání jádra a nižší účinnost. Zmíněné vířivé proudy se indukují i při nízkých frekvencích, proto pro jejich eliminaci používáme ne homogenní ocelové jádro, ale jádro složené z navzájem odizolovaných ocelových plátů. Tyto kovové listy jsou pak složeny do požadovaného tvaru jádra transformátoru. V dnešní době se transformátory s ocelovým jádrem v zařízeních přímo pro běžného uživatele takřka vůbec nepoužívají. Jejich největší uplatnění je v sektoru energetiky, tj. v přenosové a distribuční soustavě.

Namísto ocelových jader se dnes ve spotřební elektronice daleko častěji využívají jádra feritová. Jedná se o směs oxidu železitého s jinými sloučeninami, tento materiál se pak za vysokých teplot a tlaků spojí a vylisuje se do potřebného tvaru [2]. Tento proces se nazývá sintrování. Velkou výhodou feritových jader jsou malé ztráty způsobené vířivými proudy. Ferity se proto hodí i pro vyšší frekvence, čehož se ostatně hojně využívá zejména u spínaných zdrojů [4]. Takto zhotovené zdroje mají vyšší účinnost, menší rozměry i menší hmotnost. Dnes feritové transformátory najdeme snad na každém kroku, využití nacházejí v různých nabíječkách (telefony, notebooky), počítačových ATX zdrojích, laboratorních zdrojích a v zařízeních s integrovaným napájecím zdrojem. Feritová jádra můžeme najít nejen u transformátorů, hojně se používají i u cívek/tlumivek. V této oblasti najdeme i železoprachová jádra.

Jádra železoprachová se využívají takřka výhradně jako jádra pro tlumivky, v transformátorech je nenajdeme. Jedná se o směs částic železa a prášku, tento výsledný materiál je dále lisován společně s organickým pojivem [5]. Použitý prášek elektricky izoluje jednotlivé částičky železa, což zabraňuje tvorbě vířivých proudů. Železoprachová jádra by se dala zařadit, v porovnání vlastností, někde mezi ocelová jádra a ferity. Mají nízkou permeabilitu a vysokou hodnotu nasycení.

1.1.2 Tvary jádra

Mezi nejpoužívanější typy jader patří tvar E buď v kombinaci s tvarem I či opět s jádrem E [4]. Takto složený transformátor bude mít vinutí okolo středního sloupku jádra E. Kombinace EI a EE se nejčastěji používá u ocelových a feritových jader. Druhým hojně používaným tvarem je toroid, ten nacházíme u všech materiálů jader. Výhodou toroidu je velmi dobré magnetické spojení primárního a sekundárního vinutí, jeho nevýhodou je složité namotávání vinutí na jádro. Na rozdíl od tvaru E, kde je primární i sekundární cívka vinuta mimo jádro, následně na jádro nasazena a až na závěr jádro uzavřeno druhým dílem (díl E nebo I), je toroid již z počátku uzavřený tvar. Stroje, které ovijí toroidy

drátem pro vinutí jsou tedy složitější a ve výsledku jsou i samotné transformátory dražší. Kvůli geometrické jednoduchosti toroidu můžeme vztahy (1.9) a (1.10) upravit na tvary

$$U_m = Hl, \quad (1.11)$$

$$\Phi = BS, \quad (1.12)$$

kde S (m²) je obsah průřezu toroidu a l (m) je obvod toroidu v jeho středu. Mezi další používané tvary jader můžeme zařadit typy P nebo RM.



Obr. 1.1 Přehled různých tvarů feritových jader. [6]

1.2 Transformátory se vzduchovým jádrem

Ačkoliv se bezdrátový přenos energie, kde se využívá principu transformátoru se vzduchovým jádrem, znatelně rozmáhá až v posledních pár letech, samotná teorie a výskyt prvních fyzických prototypů se datuje do 19. století. S touto myšlenkou přišel srbský vynálezce Nikola Tesla. Roku 1891 [7] navrhl a zkonstruoval první Teslův transformátor (též známé jako Teslova cívka, nebo z angličtiny „Tesla coil“). Teslův transformátor byl původně sestaven s vizí výkonového přenosu energie vzduchem na velké vzdálenosti. Od této myšlenky bylo rychle upuštěno, a to především kvůli nízké účinnosti. Transformátor však tehdy nebyl zcela opuštěn, využití našel jako vysílač rádiových vln. Principů okolo Teslovy práce se v této oblasti využívá dodnes.

1.2.1 Vlastnosti vzduchového jádra

Magnetické vlastnosti jsou popsány relativní permeabilitou a permeabilitou vakua. Tyto materiálové konstanty jsou důležité pro výpočet vzniklé magnetické indukce B (T). Závislost veličin udává vztah (1.7) popř. (1.8). Z matematicko-fyzikálních tabulek [8] lze

vyčíst, že relativní permeabilita pro vzduch a permeabilita vakua se téměř rovnají, pro výpočty je proto využívána jen hodnota vakua. Ze zmíněných faktů tedy vyplývá, že vzniklý magnetický indukční tok Φ (Wb), vypočtený dle rovnice (1.10), bude u vzduchového jádra podstatně nižší než u feromagnetických jader. Magnetický indukční tok, který ale vznikne, nebude příliš směrový, což vysvětluje relativně velké ztráty u bezdrátového přenosu. Zmíněná rozprostřenost je ale i do jisté míry výhodou, v praxi to totiž znamená, že vzájemná poloha přijímače a vysílače, tedy primárního a sekundárního vinutí, nemusí být přesně daná. Jinými slovy, pokud bychom měli bezdrátovou nabíjecí stanici, nemusíme nabíjené zařízení vždy položit zcela přesně na určené místo, máme jistou toleranci. S touto tolerancí v umístění počítají i návrháři bezdrátových stanic. Čím vyšší tolerance, tím lépe pro uživatele. Pro výpočet těchto vzdáleností se ale nejprve musí vypočítat tvar a vlastnosti vytvářeného magnetického pole. Exaktní výpočty pole jsou v praxi nereálné [2], v elektromagnetických systémech se vzduchovým jádrem je mnoho nepřesností. Výpočty pomocí rovnic se zde používají spíše orientačně. Velmi využívaným východiskem jsou proto komplexní počítačové simulace.

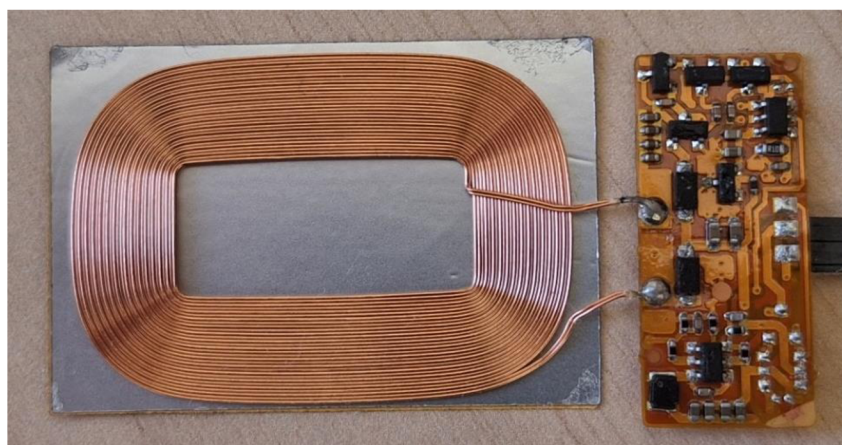
1.2.2 Vlastnosti cívek

Za jednu z nejzákladnějších vlastností vzduchových cívek se dá pokládat jejich tvar. Již zmíněný Teslův transformátor často využíval válcové či kónické cívky na primární straně a válcovou cívku na sekundární. Tyto tvary však nejsou příliš vhodné pro bezdrátové nabíjení, a to zejména kvůli jejich objemově neúspornému tvaru a nevýhodnému směrování elektromagnetického pole. U Teslovy cívky se ale využívalo ještě jednoho tvaru primárního vinutí, který je využíván i u bezdrátových nabíjecích stanic. Jedná se o jednovrstvou plochou spirálovou cívku, v angličtině též označovanou jako „pancake coil“ [12]. Použití tohoto tvaru je velmi výhodné kvůli malé výšce, která je v dnešní době žádoucí u přenosných zařízení – např. u mobilních telefonů. Druhým důvodem je výhodnější směrování magnetického indukčního toku.

Dalším výhodným prvkem u primárních i sekundárních cívek je „nosná“ destička, zhotovená z feromagnetického materiálu, nejčastěji z feritu. Plní funkci stínění magnetického pole z jedné strany cívky, což v důsledku zabrání nejen tvorbě magnetického pole na nevyužité straně cívky, popř. generaci pole tam, kde by vyloženě nebylo žádoucí (např. na DPS řídicího obvodu cívky), ale také zesílení vzniklého pole na straně žádoucí. Stejný princip platí i pro přijímací cívku, kde feromagnetická destička zlepšuje zachytávání elektromagnetického pole. Tyto feromagnetické prvky mohou být opravdu jen prosté destičky, tomu tak bývá většinou u přijímacích cívek, kde požadujeme co nejmenší rozměry a hmotnost. Naopak u vysílacích vinutí se používají složitější geometrie – cívka může být vsazená do desky, tzn. uprostřed ploché cívky můžeme najít vyvýšené feromagnetikum a na stranách cívky vyvýšené kraje.



Obr. 1.2 Vysílací cívka pro bezdrátové nabíjení standartu Qi, cívka vnořena do stínící destičky (tj. vyvýšený střed a okraje). [9]



Obr. 1.3 Příjímací cívka pro bezdrátové nabíjení standartu Qi s výstupním obvodem, cívka na prosté feromagnetické folii.

Kombinací tvaru, využití stínící destičky a typu drátu vynutí se získají požadované elektrické parametry. Pro ilustraci zde vkládám tabulku technických specifikací převzatou z katalogového listu [10] pro vysílací cívku od firmy Würth Elektronik (viz tab. 1.1).

Tabulka 1.1 Ukázka tabulky s důležitými parametry pro vysílací cívku kompatibilní se standardem Qi, převzato z katalogového listu [10].

Vlastnosti	Testovací podmínky		Hodnota	Jednotka	Tol.
Indukčnost	125 kHz/ 10 mA	L	24	μH	$\pm 10\%$
Činitel jakosti Q	125 kHz/ 10 mA	Q	180		
Jmenovitý proud	$\Delta T = 40\text{ K}$	I_R	6	A	max.
Saturační proud		I_{SAT}	10	A	$\pm 10\%$
SS odpor	@ 20 °C	R_{SS}	70	m Ω	typ.
SS odpor	@ 20 °C	R_{SS}	100	m Ω	max.
Vlastní rezonanční frekvence		f_{rez}	5	MHz	

Prvním a pro návrh nejdůležitějším parametrem je zde indukčnost L (H) při daných testovacích podmínkách. Její důležitost spočívá v tom, že při konstrukci bezdrátové nabíjecí stanice se do série s vysílací cívku zapojuje kondenzátor. Tato dvojice komponent, tedy cívka – kondenzátor vytváří rezonanční LC obvod. Jejich rezonanční frekvence by měla být laděna na stejnou frekvenci jako je frekvence spínání (tj. buzení) nabíjecího aparátu, aby se dosáhlo co nejvyšších výkonů. V praxi není tohoto přesného vyrovnání možné dosáhnout, jak kvůli odchylkám parametrů součástek, tak kvůli tomu, že při nabíjení přikládáme sekundární cívku, která ovlivňuje indukčnost cívky primární, tedy i rezonanční frekvenci primárního obvodu. Proto se u nabíjecích stanic automaticky jemně ladí spínací frekvence tak, aby byla spínací a rezonanční frekvence (pozměněná po přiložení sekundární cívky) stejná. Na požadovanou frekvenci musí být laděn i sekundární obvod, s tím rozdílem, že zde se používá paralelní rezonanční obvod. Pro výpočet rezonanční frekvence LC obvodu lze použít vztah

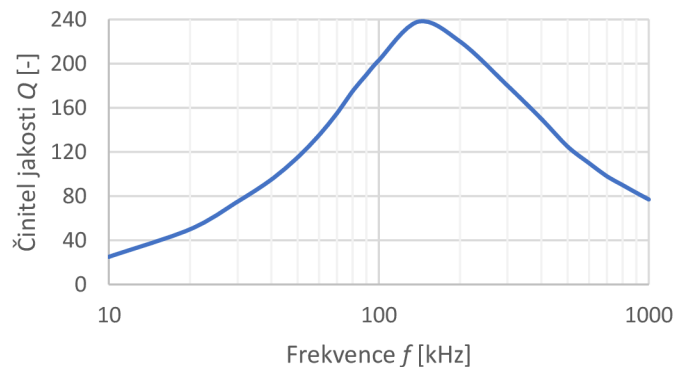
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (1.13)$$

přičemž se ze vzorce většinou vyjadřuje velikost kondenzátoru C (F). Indukčnost je totiž konstanta zvolené cívky a frekvenci nám udává buď standard, nebo si ji volíme na základě přívětivé hodnoty činitele jakosti Q (-) pro danou frekvenci.

Další prvek tabulky je činitel jakosti Q . Určení jeho velikosti udává poměr veličin vyjádřených ve vztahu

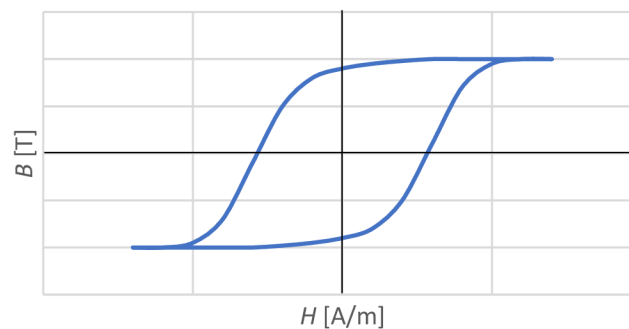
$$Q = \frac{\omega L}{R}, \quad (1.14)$$

kde ω (s^{-1}) je úhlová frekvence signálu, L (H) indukčnost cívky a R (Ω) vlastní odpor cívky. Jelikož odpor vinutí cívky v podstatě představuje ztráty, chceme jej co nejmenší, resp. nulový. Ze vzorce (1.14) je pak jasné, že nejlepší cívka bude mít nekonečně velký činitel jakosti. Katalogový list [10], ze kterého se čerpá, udává mimo tabulkovou hodnotu i graf ve kterém lze vidět závislost Q na frekvenci (obr. 1.4). Z grafu jde vyčíst, že při frekvenci cca 150 kHz dostáváme nejvyšší činitel Q , a to asi 235. Pro návrh bezdrátové nabíjecí stanice by se tedy volil rezonanční kmitočet zhruba 150 kHz. Podle této hodnoty by se pak dopočítal rezonanční kondenzátor dle vztahu (1.13).



Obr. 1.4 Ukázka závislosti činitele jakosti na frekvenci u zvolené cívky, převzato z katalogového listu [10].

Dalšími parametry v tab. 1.1 jsou maximální proud a saturační proud. Saturační proud je hodnota proudu, přes kterou když se dostaneme, začne se snižovat indukčnost cívky. Proces saturace, jinými slovy nasycení, také popisuje tzv. hysterezní smyčka (obr. 1.5). Po nasycení feromagnetického jádra se při zvyšování intenzity magnetického pole zvyšuje magnetická indukce jen nepatrně – do vzorce (1.7) a (1.8) se dosazuje pouze permitivita vakua. Ačkoliv hovoříme o vzduchových cívkách, jádro ve zvolené ukázkové cívce počítáme. Feromagnetickým jádrem je zde použita feritová podložka (podobně jako na obr. 1.2). V praxi hodnoty saturace nechceme nikdy dosáhnout.



Obr. 1.5 Závislost magnetické indukce na intenzitě magnetického pole – hysterezní smyčka, převzato z [11].

Poslední důležitou tabulkovou hodnotou je rezonanční kmitočet. Vlastní rezonanční kmitočet je velikost frekvence kdy se cívka začne v obvodu chovat spíše jako kondenzátor. Tato nežádoucí vlastnost je způsobena parazitní kapacitou cívky. Přímou v bodě rezonance se pak rapidně zvyšuje celková impedance cívky. Tuto mezní frekvenci nechceme v návrhu překročit ani se k ní přibližovat – jev je nežádoucí.

1.2.3 Povrchový jev

V předešlé kapitole byla nastíněna pracovní frekvence cívek používané u bezdrátových nabíječek. Pro induktry v nabíječkách Qi se používají budící frekvence může pohybovat v rozmezí 87 až 250 kHz [12]. Na tyto kmitočty je pak laděn i činitel jakosti cívek (jak je možné vidět na obr. 1.4). Z těchto údajů je pak jasné, že se s dynamickými vlastnostmi obvodu nacházíme ve vyšších frekvencích a musíme tak počítat i s parazitními jevy které se u zmíněných kmitočtů začínají více projevovat. Jedním z řešených jevů je i tzv. „skin efekt“, tedy povrchový jev.

Povrchový jev je způsoben procházejícím střídavým proudem vodičem, ten ve vodiči indukuje příčné magnetické pole, a to vytváří podélné vířivé proudy [2]. Parazitní vířivé proudy mají uprostřed konduktoru opačný směr než proud, který tento jev vyvolal, naopak na povrchu mají směry stejné a sčítají se. Pokud bychom se tedy podívaly na dílčí proudové hustoty v rámci průřezu vodiče, zjistili bychom, že středem konduktoru tečou proudy minimální – malá je i proudová hustota. Na povrchu je proud i proudová hustota vyšší. Tento jev je také důvodem, proč se ve vysokofrekvenčních vinutích či anténách používají duté vodiče.

U cívek pro bezdrátové nabíjení musíme s tímto jevem počítat a snažíme se ho co nejvíce eliminovat. Pokud se totiž nevyužívá celý průřez vodiče, zvyšuje se tím při vyšších frekvencích efektivní odpor vinutí, což v důsledku znamená vyšší ztráty a nižší činitel jakosti. Používaným východiskem je poskládat vinutí z více paralelně spojených vodičů o malém průřezu. Zmíněná technika se využívá, u vysílacích cívek (viz obr. 1.2), u přijímacích cívek se také hojně využívá, avšak narazil jsem i na přijímače s levnějším zpracováním, kde je využit lakovaný měděný vodič s nesníženým průměrem (viz obr. 1.3, zde jsou paralelně spojeny pouze 2 dráty).

1.3 Používané měniče

U bezdrátového nabíjení, pracujeme s LC rezonančním obvodem s vlastní frekvencí v řádech stovek kHz. Pro jeho buzení používáme stejnou frekvenci, musíme tedy použít obvod, který je schopen z napájecího stejnosměrného napětí vytvořit napětí střídavé s tímto kmitočtem. Pro tyto účely používáme tzv. měniče. Podle jejich topologií je pak dále rozdělujeme do dalších kategorií, liší se jejich složitost, cena či výkon. Dle jejich předností a nedostatků je pak najdeme v příslušných zařízeních. Tento typ obvodů se nejčastěji používá u spínaných zdrojů, z tohoto pohledu jsou také rozebrány.

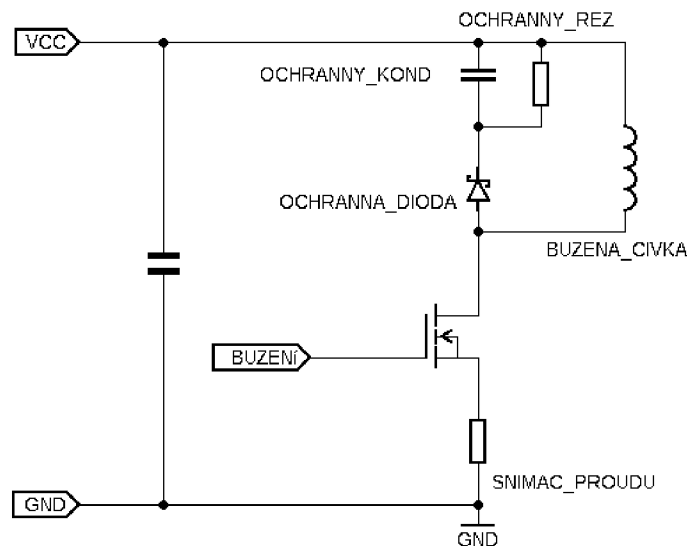
1.3.1 Blokující zdroj

Jedná se o nejjednodušší topologii budiče, ke spínání, tedy i vytvoření potřebného signálu na výstupu, stačí pouze jeden tranzistor. Obvod se dá posílit i dalšími spínacími prvky, to už ale záleží na samotné aplikaci. Jako řídicí signál se zpravidla používá obdélníkový průběh přiveden na gate či bázi použitého tranzistoru. Do této jediné řídicí cesty je nutné dále zakomponovat pasivní součástky, které zajistí správné fungování spínacího prvku.

Budící signál a zmíněné pasivní součástky jsou dimenzovány tak, aby se tranzistor vždy buď co nejvíce otevřel, nebo zcela zavřel. Tímto nastavením pak docílíme co nejmenších ztrát na tranzistoru, tedy i menšího zahřívání prvku. Tato kritéria je potřebné splnit i u jiných topologiích.

Blokující zdroj je optimální pro svoji jednoduchost, výhody jsou tedy jasné – cena, obsazení malého místa na desce plošných spojů, velký interval možných vstupních napětí. Mezi největší negativa patří nízké výstupní výkony. Pokud bychom volili jeden spínací tranzistor bez přídatných pomocných, můžeme počítat s výkony do 10 W. [14]

Co se týče tvaru napětí na výstupu (za předpokladu, že bychom měli čistě odporovou zátěž), je tento obvod schopen získat napěťové úrovně 0 a napětí vstupního napájení. Jednalo by se o střídavý obdélníkový signál se stejnosměrnou složkou. U transformátorů jsou však použity prvky s induktivním charakterem. Díky vlastnostem indukčnosti se na výstupu objeví i záporné napětí, a to při vypnutí spínacího tranzistoru, kdy v cívce kolabuje indukované magnetické pole. Takto vzniklé napětí se pak může vybit přes ochranné prvky obvodu.



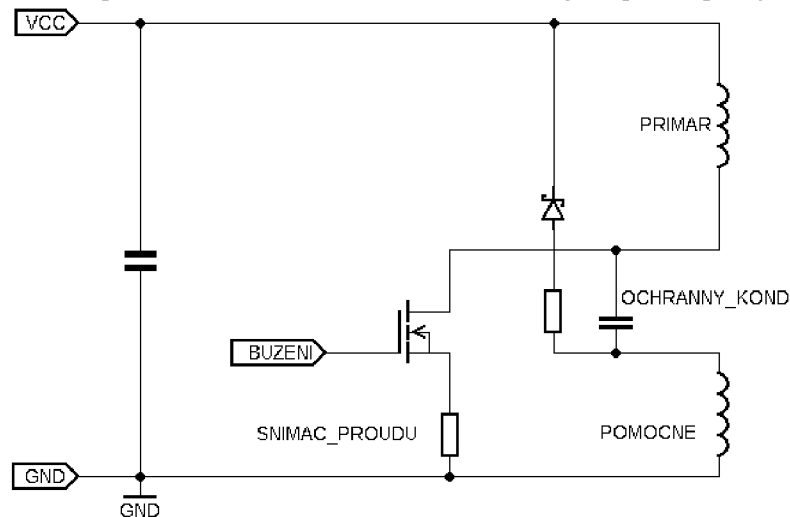
Obr. 1.6 Zjednodušené schéma blokujícího zdroje, převzato z [14].

1.3.2 Propustný zdroj

Druhou ze tří topologií, je „propustný zdroj“. Jelikož hovoříme o těchto budičích z pohledu spínaných zdrojů, nedílnou součástí takového zařízení je i transformátor. Na rozdíl od předešlého blokujícího zdroje, který v jádře transformátoru používá vzduchovou mezeru, propustný zdroj se navrhuje bez mezery. Tento design se hodí pro zdroje nad 100 W. Ačkoliv jsou u propustného zdroje topologie opět jen s jedním tranzistorem, je tu i možnost použít sestavu se dvěma spínacími prvky. Složitější je i požadovaná konfigurace vinutí transformátoru. Na primární straně je totiž nejen primární vinutí, ale i vinutí pomocné, které slouží k rekuperaci energie (viz obr. 1.7). V případě nepoužití dodatečného vinutí, můžeme využít topologii, kde se rekuperační

cívka nachází v podobě externí pomocné tlumivky. Jestliže by se použila již zmíněná topologie se dvěma spínacími tranzistory, nemusíme používat přídavnou cívku žádnou. [14]

Jak je zřejmé, jedná se o složitější design, u kterého je možnost si vybrat z několika různých variant. Propustné zdroje tím tak nabízejí jistou flexibilitu v návrhu. Od toho se pak odvíjí i výhody a nevýhody. Mezi klady patří vyšší výkon, střední složitost celého obvodu a možnost jednoho spínacího tranzistoru, což má výhody v použití jen jednoho řídicího signálu. Nevýhodou propustného zdroje jsou napěťové špičky, a to zejména na primárním vinutí u konfigurací s jedním tranzistorem [14]. Tento problém lze řešit jedině správným dimenzováním spínacího prvku na tyto napěťové výkyvy, ideální je na více než dvojnásobek vstupního napětí. Toto řešení má i své vlastní limity, a to v podobě vyššího odporu přechodu (R_{DS-ON}), nižších povolených proudů či nižších rychlostí tranzistoru. Výstupní napětí budiče, je v zásadě stejné jako u blokujícího zdroje, a sice dosahované napěťové úrovně jsou buď 0 V, či napájecí napětí při odporové zátěži. Opět se tudíž nemění polarita. Při induktivní zátěži vznikají záporné pulzy.



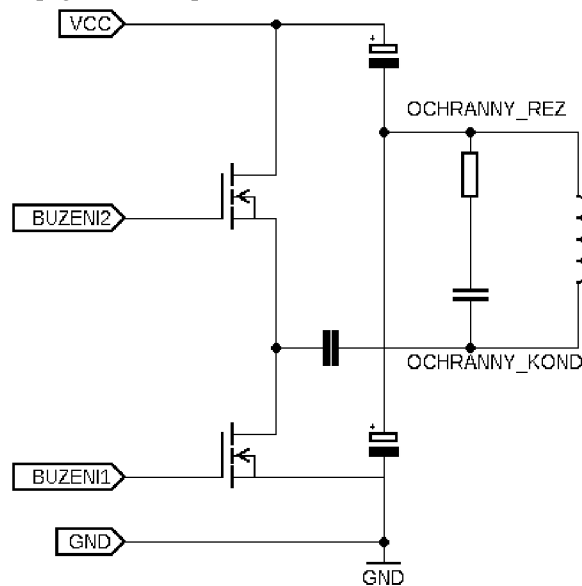
Obr. 1.7 Zjednodušené schéma propustného zdroje s jedním tranzistorem a pomocným vinutím, převzato z [14].

1.3.3 Dvojčinný zdroj

Třetí topologií je tzv. „dvojčinný zdroj“. Jedná se o nejvýkonnější a neúčinnější obvod pro buzení např. transformátorů, které můžeme najít v aplikacích, kde je zapotřebí největších výkonů. Tato sestava je vhodná pro obvody s výkonem vyšší než 100 W. Z tohoto důvodu můžeme takové zdroje najít např. v ATX zdrojích určené pro napájení stolních počítačů, či ve výkonných nabíječkách pro notebooky. Typů dvojčinných zdrojů, stejně jako u propustného zdroje, je více, všechny však pracují s transformátory bez vzduchové mezery. [14]

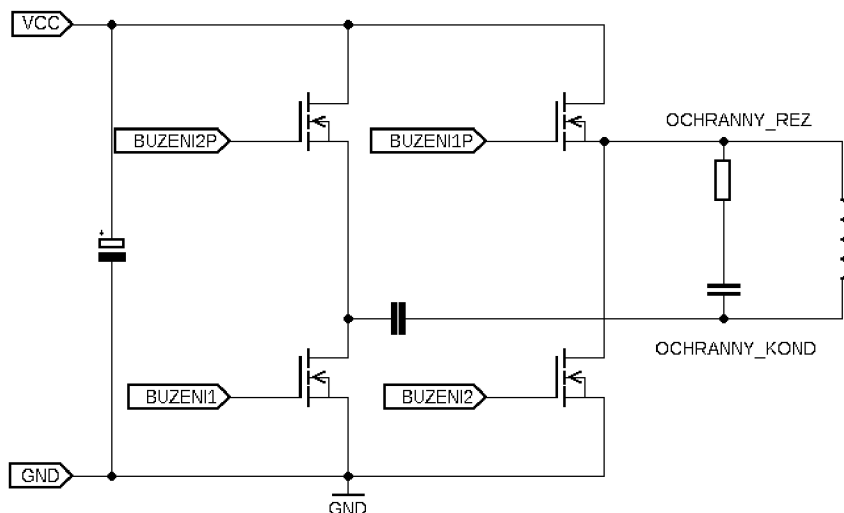
V textu jsou dále rozebrány dvě typické topologie, první z nich je na obr. 1.8. Tento typ dvojčinného zdroje využívá dvou tranzistorů, které jsou zapojeny do tzv. polomůstku.

Zvolené spínací prvky mohou přivádět jednu stranu buzeného vinutí transformátoru buď přímo na napájecí napětí, nebo na zem – tranzistory se tedy spínají jeden po druhém, nikdy by neměly být sepnuty oba zároveň. Ze zapojení tranzistorů také vyplývá, že druhý konec buzeného vinutí musí být připojen na ideálně polovinu napájecího napětí. Tato „umělá nula“ může být tvořena nějakým typem napěťového děliče, např. dvou sériově zapojených kondenzátorů. Pro odfiltrování stejnosměrné složky, která se ve spínaném signálu nachází jako zmíněná umělá nula, se řadí do série se spínanou cívkou filtrační kondenzátor. Na výstupu měniče tedy získáme obdélníkový signál, jehož efektivní hodnota napětí je rovna právě polovině napájecího napětí, respektive jeho hodnota napětí špička-špička je rovna napájecímu napětí.



Obr. 1.8 Zjednodušené schéma dvojčinného zdroje s dvěma tranzistory, převzato z [14].

Druhý typ dvojčinného zdroje využívá zapojení čtyř spínacích prvků, tato topologie se nazývá H-můstek či plný můstek. Jedná se o typ tzv. čtyřkvadrantového měniče. Jeho zjednodušené schéma je na obr. 1.9. Oproti topologie s polomůstkem jsou zde dvě výhody. Jednou z nich je, že není potřeba vytvářet umělou nulu. Měnič pracuje přímo s napájecím napětím, které můžeme na řízenou cívku přivést v obou polaritách. Pro sepnutí proudu v daném směru potřebujeme dva tranzistory, na rozdíl od jednoho, jak tomu bylo u polomůstku. Na výstupu tohoto měniče se vytváří obdélníkové pulzy jak v kladném, tak záporném směru. Efektivní hodnota napětí by tak byla stejná jako velikost vstupního napětí. Hodnota špička-špička by činila dvojnásobek vstupního napětí. Tato vlastnost přispívá k druhé výhodě, a sice k velkému možnému přenášenému výkonu. H-můstek se proto používá pro ty výkonově nejnáročnější aplikace. Zjevnou nevýhodou je nutnost použití více spínacích prvků.



Obr. 1.9 Zjednodušené schéma dvojčinného zdroje s čtyřmi tranzistory, převzato z [14].

Jistou nevýhodou zmíněných dvojčinných zdrojů a propustného zdroje se dvěma tranzistory je problémové spínání tzv. „high-side“ tranzistorů. Na obr. 1.9 to jsou tranzistory s budícími signály „BUZENI2P“ a „BUZENI1P“, na obr. 1.8 to je tranzistor s buzením „BUZENI2“. Na těchto schématech jsou použity MOSFET tranzistory s indukovaným kanálem N, ty vyžadují pro sepnutí jisté napětí U_{GS} , tedy napětí mezi vývodem gate a source. Na vývodu source však není stabilní napětí, které navíc není nulové. Musí se tedy použít nějaký způsob sepnutí, kdy se k napětí na vývodu source přičte požadované napětí k sepnutí tranzistoru. Tuto komplikaci lze vyřešit dvěma způsoby, a to buď pomocí budiče s funkcí „bootstrapping“, nebo pomocí budícího transformátoru, také nazývaným jako „Gate-drive transformer“ [15]. Funkce budiče s bootstrappingem je jednoduchá, princip je založen na obvodu nábojové pumpy, který je integrován přímo ve zvoleném budiči. Přidávané externí součástky bývají zpravidla bootstrap dioda (většinou rychlá Schottkyho) a kondenzátor používaný k akumulaci energie.

Druhou variantou je použití transformátoru připojeného mezi gate a budící signál. Jeho výhodou je i mimo jiné to, že galvanicky odděluje řídicí část obvodu od výkonové. Sekundární vinutí je připojeno mezi vývody gate a source tranzistoru. Jestliže je na vývodu source nenulové napětí, přenesse se i na gate (jedná se o stejnosměrné napětí, proto na něj vinutí cívky nemá vliv). Jakmile na primární stranu přivedeme budící pulz pro sepnutí tranzistoru, na sekundární straně se ke stejnosměrnému napětí tento pulz přičte. Tím vyvoláme potřebný napěťový rozdíl U_{GS} pro sepnutí tranzistoru.

1.4 Komerčně dostupné bezdrátové stanice

Využití pro bezdrátové nabíjení je široké, s tím souvisí i velká řada používaných standardů, přičemž velké množství z nich je uzavřených. Za zmínku stojí standardy „Bosh

wireless charging“ pro elektrické nářadí značky Bosh (jedná se o uzavřený standard) a „Logitech power play“ určené pro myši Logitech k PC (též uzavřený standard). Pro nabíjení elektromobilů je pak určený otevřený standard SAE J2954 vytvořený firmou SAE International. V SAE standardu se využívají 3 stupně rychlosti nabíjení, jedná se o WPT 1, WPT 2 a WPT 3. Jejich maximální výkony činní 3,7 kW, 7,7 kW a 11 kW [16]. Novější verzi je pak SAE J2954/2 s možností příkonu až 500 kW [17].

Poslední a zároveň zřejmě nejvyužívanější kategorií je v poli přenosných zařízení, a sice u mobilních telefonů. Mezi používané specifikace patří standard „Qi“, ten je i více rozebrán v kapitole 1.4.4. Další používané standardy pro nabíjení mobilních telefonů jsou dnes již zastaralé „PMA“ a „A4WP“. Jedná se o specifikace dvou různých firem. Ty se roku 2014 spojili a vytvořili firmu AirFuel [18], která dnes spravuje standardy odvozené z PMA a A4WP, nové pojmenování zní „AirFuel RF“ a „AirFuel resonant“ [19].

1.4.1 Používané technologie

Různá zařízení a s nimi spojené standardy využívají rozdílné způsoby bezdrátového přenosu energie. Zvolená technologie záleží nejen na potřebném výkonu, ale také na jak velkou vzdálenost je potřeba energii přenést. Z toho důvodu se přenos rozděluje do několika kategorií, a to „near-field“ (dále rozdělujeme na „short-range“ a „mid-range“) a „far-field“. Jejich české překlady můžeme označit jako „blízké, krátké, střední a velké vzdálenosti“. [20]

1.4.2 Bezdrátový přenos na blízké vzdálenosti

Mimo možnou vzdálenost se přenos rozděluje i podle typu přenosu či spojení primárního a sekundárního obvodu. Prvním typem je indukční vazba. Topologie je následující. Pomocí zdroje střídavého napětí se budí primární cívka, ta pomocí elektromagnetického pole přenáší energii (vzduchem) do sekundární cívky. Sekundární cívka je pak většinou přímo napojena na vhodný typ usměrňovače. Následně se se stejnosměrným napětím na výstupu náležitě pracuje. Stojí zde za povšimnutí absence jakýchkoliv rezonančních kondenzátorů na vstupu i výstupu, obvod pracuje pouze s budícím signálem a jeho frekvencí. Kvůli tomu má tento typ vazby horší vlastnosti, zejména v možné vzdálenosti cívek, která je zde velmi krátká. Pracovní frekvence budícího signálu se může pohybovat v rozmezí Hz až MHz. Kvůli horšímu přenosu, avšak jednoduchosti obvodu, se tento typ vazby používá pouze u ne příliš výkonných zařízení, můžeme zde zařadit např. nabíjení zubních kartáčků. [20]

Druhým typem vazby je rezonanční indukční vazba. Zde se už pracuje s cívkami, které mají sériově či paralelně zapojeny rezonanční kondenzátory. Tento způsob přenosu je značně využíván, a to zejména kvůli lepšímu dosahu vzniklého elektromagnetického pole a tím pádem i vyššímu možnému přenesenému výkonu. Pracovní frekvence této topologie se pohybuje od jednotek kHz po řád GHz. Využití je tedy ve většině zařízení s bezdrátovým nabíjením, např. nabíjení telefonů (Qi) či nabíjení elektromobilů. [20]

Mezi méně používané techniky patří kapacitní vazba. Existují dvě topologie, a to bipolární a monopolární vazba. V obou případech se využívá kondenzátor, kdy je jedna elektroda na primární straně a druhá na sekundární. Dielektrikem je zde vzduch. Získáme tak tedy obvod propustný pro střídavé napětí pomocí vzduchového kondenzátoru, který odděluje primární a sekundární stranu. Jasnou nevýhodou je zde krátká přenosová vzdálenost. Pracovní frekvence se zde pohybuje od jednotek kHz po řád MHz. [20]

Posledním typem je tzv. magnetodynamická vazba. Primární strana se skládá nejčastěji z motoru, na jeho rotor je připevněna armatura s permanentními magnety se střídající se polaritou. Po roztočení motoru vzniká točivé proměnné magnetické pole, které interaguje s podobnou armaturou na sekundární straně. Sekundární sestava se též roztočí (dalo by se říct, že se obě armatury do sebe magneticky zamknou), ta bývá spojena s generátorem. Na výstupu se tedy objeví napětí, resp. i přenesený výkon. Pracovní frekvence je v řádech Hz, použitelnost je pouze na malé vzdálenosti. [20]

1.4.3 Bezdrátový přenos na velké vzdálenosti

Ačkoliv výhodou tohoto přenosu je velká možná vzdálenost, běžný člověk se s touto technologií zřejmě nesetká, využití je spíše pro speciální případy (např. kosmické aplikace). Primární a sekundární strana se též vymyká od předešlých typů přenosů. Z těchto důvodů zde zmíním příslušné technologie jen okrajově.

Jednou z možností přenosu je za pomoci mikrovln. Vysílačem je tedy většinou parabolická anténa, která vysílá signál na určené místo. Na sekundární straně se vlny zachytí a zužitkují se. Pracovní frekvence se nacházejí v řádech GHz. Mezi využití patří např. napájení vesmírných satelitů. [20]

Druhou metodou dálkového přenosu je za pomoci laseru. Ten svítí na požadované místo, kde se světelná energie zužitkuje. Z principu topologie se jedná o silně směrový přenos. Pracovní frekvence jsou v řádech THz (tedy ve frekvencích světla a jiného záření). Uplatnění této metody najdeme opět ve vesmírných aplikacích. [20]

1.4.4 Standard Qi

U drtivé většiny elektronických přenositelných zařízení, která používají bezdrátové nabíjení, se v dnešní době využívá standard Qi. Poprvé byla tato specifikace uvedena na trh společností „Wireless power consortium“ (ta Qi vyvíjí dodnes) a to v roce 2010 s verzí 1.0 [21]. Maximální přenesený výkon verze 1.0 byl $P_{MAX} = 5 \text{ W}$. Postupem času se standard upravoval a v lednu roku 2021 byla uvedena verze 1.3, ta podporovala maximální výkonový přenos 15 W. Maximální výkon samotného designu činí dvojnásobek, tedy 30 W [12]. Standard Qi v zásadě operuje s dvěma cívkami, které mají rezonančně induktivní vazbu. Ve specifikaci se o nich mluví jako o vysílači a přijímači.

Tyto dvě strany spolu pomocí zvolené modulace na přijímači komunikují, výsledkem komunikace je správné nastavení výstupních parametrů (tj. napětí, frekvence) na vysílači tak, aby docházelo k optimálnímu přenosu energie. Modulace je zajištěna spínáním

přídavné rezonanční kapacity na přijímači, nebo spínáním rezistoru k zemi na přijímači. Při změně kapacity se pak mění rezonanční frekvence sekundární strany, tím se obratem mění i odebíraný proud z primárního vinutí. Při spínání rezistoru se mění odebíraný proud přijímače, tím pádem se mění i proud vysílače. Vysílač pak změny proudu v obou případech modulace monitoruje a čte tak odesílané zprávy. Mezi parametry komunikačního protokolu patří přenosová rychlost 2 Kbit/s s tím, že v jednom paketu se nachází start bit, 8 bitů dat, paritní bit a stop bit. V rámci navázání spojení jsou přítomny i tzv. „Handshake“ pakety. [22]

Mezi další parametry specifikace patří např. ping, tedy frekvence detekce, zda je přítomen přijímač. Tento ping je vysílán jednou za půl sekundy s výkonem 5 mW [22]. Rozsah frekvencí, se kterými pracuje Qi 1.3, je dle katalogového listu [12] v rozmezí 87 až 205 kHz. Mezi další základní informace, které lze z datasheetu zjistit, jsou například referenční velikosti cívek. Pro vysílač je doporučený průměr cívky 50 mm, zatímco pro přijímač je velikost o něco menší, a sice 40 mm. Tyto rozměry jsou jen doporučené, v praxi se mohou objevit i jiné velikosti, a to za předpokladu, že cívky splní kritéria pro udělení certifikace Qi. Ve stejném duchu je tedy možné i zkonstruovat nabíjecí podložku s volným umístěním přijímače za použití více vysílacích cívek uspořádaných do vhodného tvaru (podobně jako je v prezentaci [22] na snímku 14).

Ačkoliv je Qi 1.3 v dnešní době zřejmě nejrozšířenější, na trhu bude možné v blízké době objevit i nabíječky se standardem 2.0, který byl uveden v dubnu roku 2023. Mezi novinky, které verze 2.0 přinese, patří např. magnetická fixace přijímače a vysílače. K navýšení výstupního výkonu nedojde, zůstává tedy maximum na 15 W. WPC ale slibuje, že v budoucích verzích 2.X bude výkon navýšen. [22]

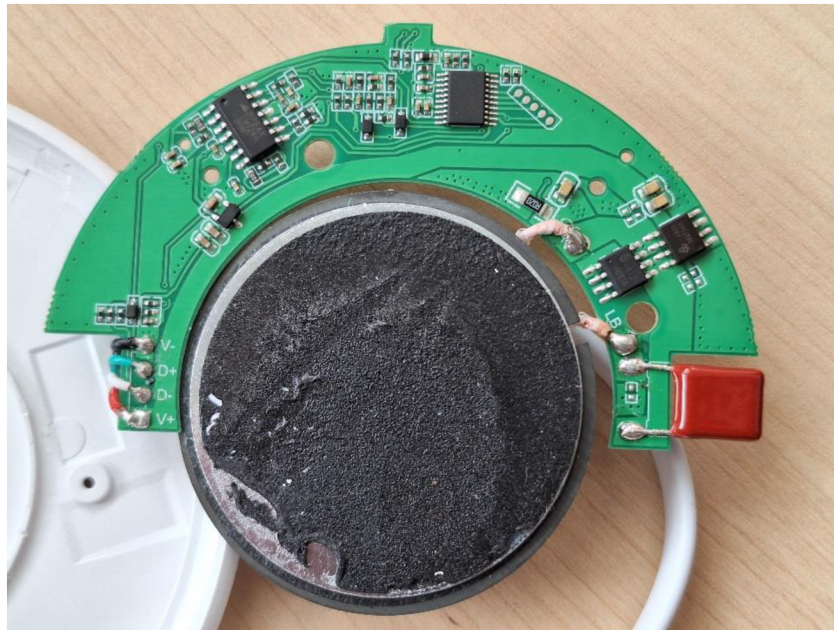
1.4.5 Vlastnosti kupovaných nabíječek

Samotné vlastnosti nabíječek, které jsou momentálně na trhu dostupné, se prakticky odvíjí od již zmíněné specifikace Qi. Maximální nabíjecí výkon tedy u všech produktů činí maximálně $P_{MAX} = 15 \text{ W}$. I přes toto omezení jde velice snadno při výběru nabíjecí stanice narazit na modely, které uvádí výkony vyšší. Takovéto výrobky jsou určeny pro nabíjení více zařízení najednou, jedná se o sdružený výkon pro všechny položené zařízení na vysílací ploše. Jeden ze dvou uvedených příkladů je např. nabíjecí stanice se třemi separátními plochami pro nabíjení telefonu, sluchátek a hodinek najednou [23]. Celkový uváděný výkon činí $P = 20 \text{ W}$, avšak výstupy jsou tři. Nepřesahuje se tedy maximální dovolený výkon standardu Qi. Druhým příkladem je bezdrátová nabíjecí plocha značky Tesla [24]. Maximální výkon udávaný výrobcem činí $P = 65 \text{ W}$, je ale nutné si povšimnout, že na stránce produktu, je nabíjení jednoho zařízení možno maximálně 15 W. Zvýšený maximální výkon této stanice je navíc ještě opodstatněn možností volného umístění nabíjeného zařízení.

Druhým důvodem, proč mohou mít nabíjecí stanice zdánlivě vyšší nabíjecí výkon, je možnost umístění stanice například pod povrch stolní desky. Vysílač tak bude esteticky

schován, nevýhodou ale je, že nabíjené zařízení bude ve větší vzdálenosti, což vyžaduje zvýšený výkon vysílače. Jednou takovou nabíječkou je například stanice UTS-1 od výrobce Kew labs [25]. Zde je maximální udávaný výkon $P = 30 \text{ W}$.

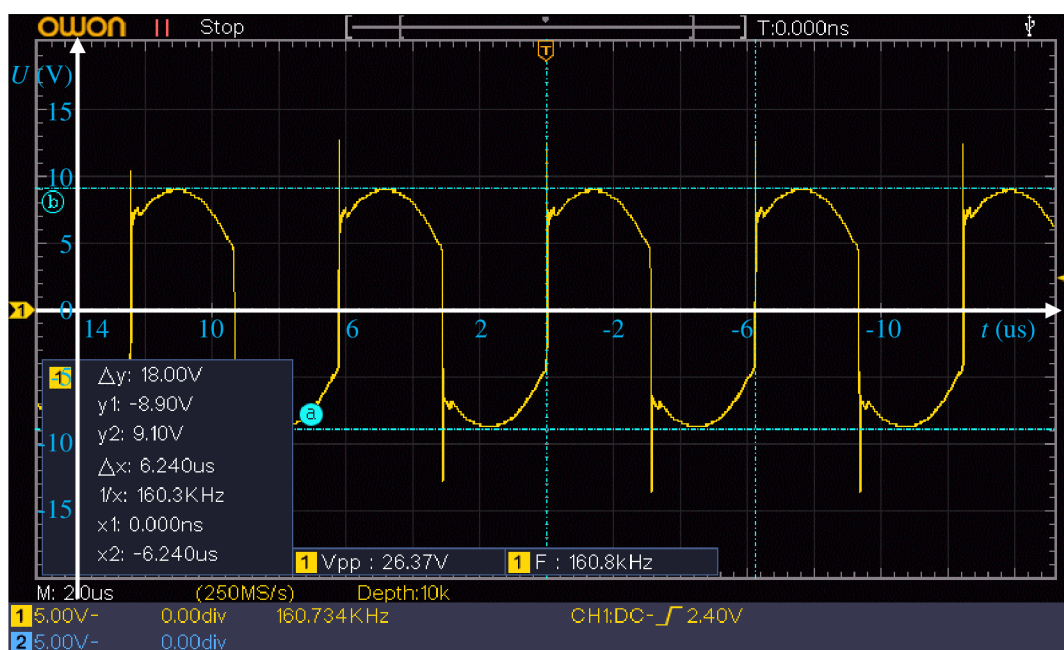
Pro bližší zkoumání vlastností kupovaných bezdrátových nabíječek byla též jedna zakoupena. Udávaný výstupní výkon činí $P_{MAX} = 10 \text{ W}$. To je jediná informace, co se týče elektrických vlastností, kterou výrobce uvádí. Ostatní parametry budou tedy změřeny. Po rozmontování stanice, je viditelná jedná deska plošných spojů a jedna vysílací cívka na feritové podložce.



Obr. 1.10 Přední strana DPS kupované nabíječky.

Veškerá fotodokumentace je dostupná k nahlédnutí v příloze A, je zde focen zadní štítek A.1 a zadní A.2 strana rozmontovaného výrobku. Sériově s vysílací cívkou je zapojen i rezonanční kondenzátor s kapacitou $C = 400 \text{ nF}$ pro napětí 100 V . Na desce se dále nachází hlavní řídicí čip HC5703C. Pro špatně čitelný popis není vyfocený detail čipu. K tomuto integrovanému obvodu byla nalezena stránka prodejce [26], na které je mimo jiné i referenční schéma [27] pro zapojení bezdrátové nabíječky. Schéma pravděpodobně odpovídá i zapojení zkoumané nabíječky. Dalším integrovaným obvodem na desce je operační zesilovač LM324A, detail v příloze A.3. Tento čip zajišťuje zpracování dat na komunikační lince, jeho výstupy jdou do hlavního čipu HC5703C a jsou označeny jako „CODE1“ a „CODE2“ ve zmíněném schématu [27]. Na DPS je dále dvojice čipů SN8X2A a NQ734A, v příloze také na fotografii A.4. Jejich úkolem je spínání rezonančního obvodu LC, jejich časy sepnutí jsou řízeny hlavním čipem HC5703. Signály pro spínání jsou ve schématu [27] označeny jako „PWM1“ a „PWM2“.

Pro další zkoumání obvodu byl použit osciloskop OWON SDS1102 (v.č. SDS11022053611). Před měřením prošel osciloskop vestavěnou funkcí automatické kalibrace, následně byly též zkalibrovány i měřicí sondy. První měřená veličina byla perioda detekce přítomnosti přijímače. Pomocí kurzorů byla naměřena hodnota $T_{polling} = 0,378$ s, což je častěji, než udává specifikace Q_i (základní zjišťovací perioda by měla být 0,5 s [22]). Obrázek z měření je v příloze A.5. Při tomto i při dalších měřeních byla sonda zapojena paralelně k LC obvodu vysílače. Po přiblížení, tedy roztáhnutí časové osy, byly měřeny napěťové a časové hodnoty v aktivní části signálu obr. 1.11.



Obr. 1.11 Průběh napětí na LC obvodu kupované nabíječky, bez přijímače.

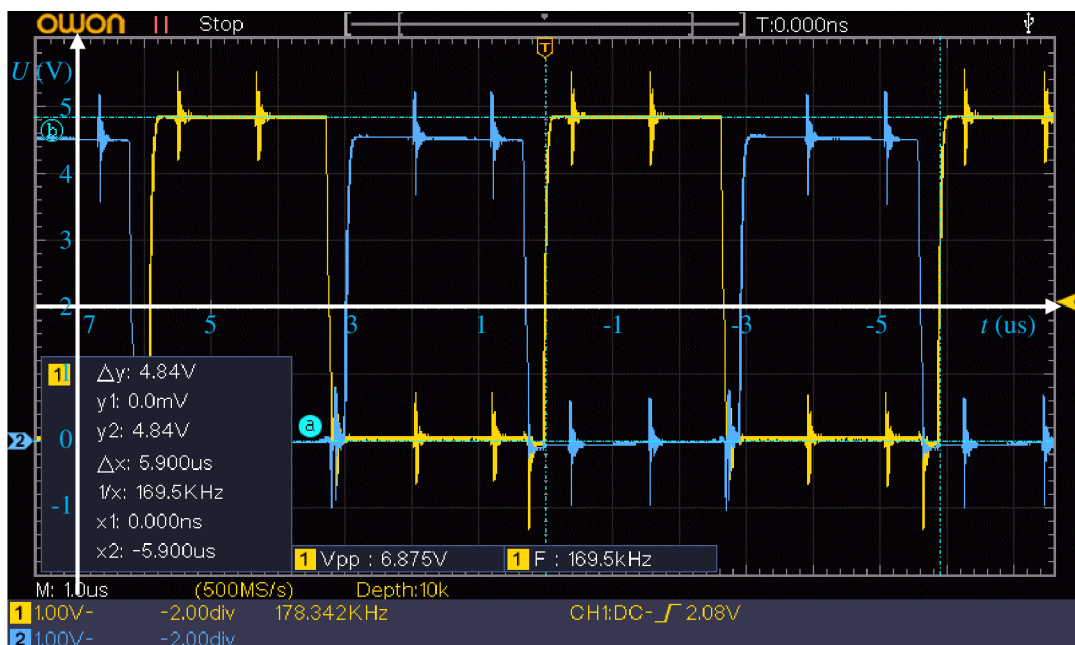
Frekvence signálu byla měřena defacto třemi způsoby, a to za pomoci kurzorů, vestavěné měřicí funkce osciloskopu a pomoci vestavěného čítače osciloskopu, který je odvozen od časové synchronizace „TRIGGER“. Dále se měřily napěťové úrovně špička-špička, a to jak pomoci kurzorů, které byly nastaveny mimo napěťové špičky signálu, tak pomoci vestavěné měřicí funkce, která měřila napětí včetně špiček. Na stabilizované vývody přijímače A.11 byl připojen rezistor, jeho hodnota činila $R = 22 \Omega$. Výkonové zatížení tedy činilo $P = 1,14$ W. S touto zátěží byl měřen signál na primární straně jak při bezprostřední blízkosti sekundární cívky A.6, tak při mezeře mezi nimi A.7. Zvolený odstup cívek činil $l = 1$ cm. U měření bez mezery nebyly na signálu přítomny žádné špičky, vynechal jsem tedy zjištění hodnot pomoci kurzorů. Všechny zjištěné parametry signálů jsou zapsány v tabulce 1.2.

Tabulka 1.2 Přehled měřených veličin pro kupovanou nabíjecí stanici.

	f_{kurzor} [kHz]	f_{funkce} [kHz]	$f_{čítač}$ [kHz]	$U_{šp-šp;max}$ [V]	$U_{šp-šp; kurzor}$ [V]
bez přijímače	160,3	160,8	160,734	26,37	18,00
přijímač v těsné vzdálenosti		165,8	165,863	16,02	
přijímač ve vzdálenosti 1 cm	119,6	120,0	119,726	34,18	30,10

V tabulce je dobré si povšimnout hodnot napětí bez přijímače, jelikož z nich lze vyčíst, že při nepřítomnosti sekundární cívky nebude primární strana pracovat na nejnižších možných napětích, tedy i na nejnižších výkonech. Napětí se zvyšuje i u porovnání měření s přijímačem na různých vzdálenostech. Aby obvod „protlačil“ požadovaný výkon do sekundární cívky, musí se na primární cívce zvýšit výkon, tedy i napětí. Další změnou je pokles frekvence při měření s přijímačem. Čím blíže totiž sekundární cívka je, tím více se projevuje vzájemná indukčnost (vzorce (1.3) a (1.4)) a musí se tedy změnit spínací frekvence LC obvodu pro optimální přenos energie.

Pro další měření byly zapojeny obě sondy na řídicí signály „PWM1“ (kanál 1 na osciloskopu – žlutý průběh) a „PWM2“ (kanál 2 – modrý průběh). Na pořízeném obr. 1.12 lze vidět, že se jedná o obdélníkové signály s výškou $U = 4,84$ V. Mezi jednotlivými pulzy je i časová mezera o hodnotě cca $T_{prodleva} = 0,3$ μ s. Dalším zobrazeným signálem byl „CODE1“, a to jak s oddálenou časovou osou A.9, tak s přiblíženou A.8. Posledním zobrazeným signálem byl „CODE2“, průběh je v příloze A.10.



Obr. 1.12 Napětí řídicích signálů PWM1 a PWM2 kupované nabíječky.

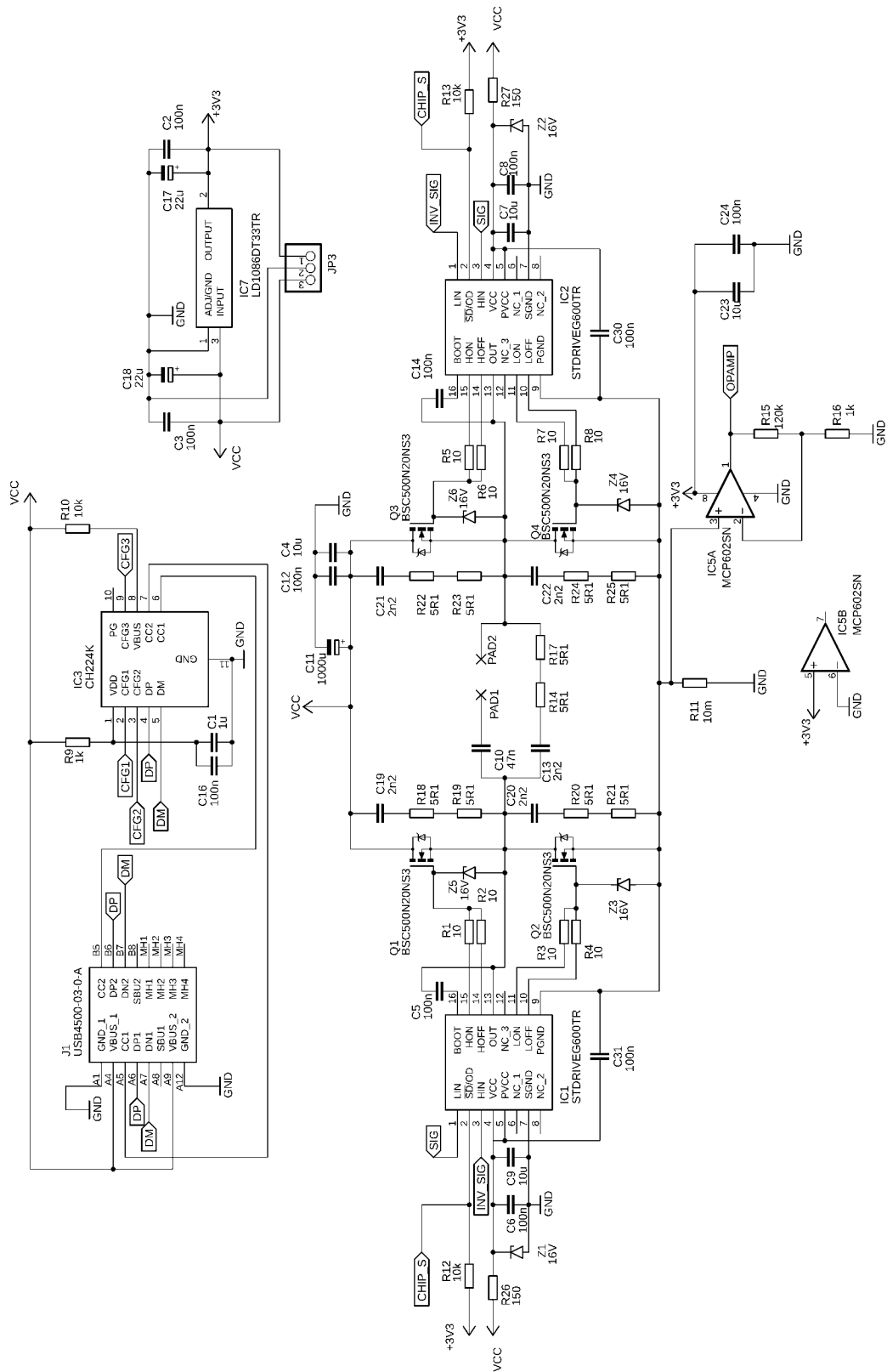
2. VLASTNÍ NABÍJECÍ STANICE

Jedním z kritérií na nabíjecí stanici je možnost nabíjet již existující zařízení ve standardu Qi. Jelikož tato specifikace podporuje maximální nabíjecí výkon do 15 W, musí se zkonstruovat i přijímač, který se použije pouze k testování možného výkonového zatížení vysílače. Pro toto měření bude v budoucnu použita umělá elektronická zátěž na stabilizovaném výstupu přijímače.

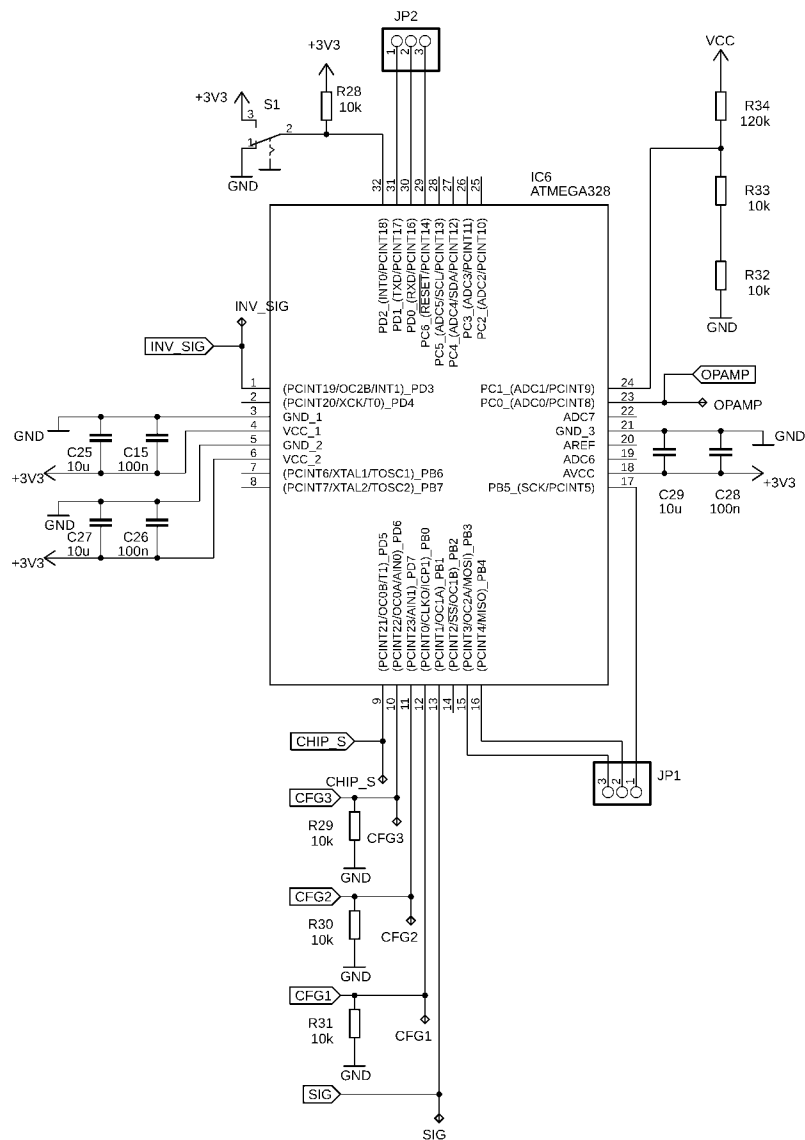
2.1 Návrh vlastního vysílače

Při návrhu vysílače jsem nejprve vybíral z řad vysílacích cívek. Tato vybraná součástka nám totiž nepřímo určí pracovní frekvenci budiče, tedy i potřebnou kapacitu pro vytvoření rezonančního LC obvodu. Cívky jsem vybíral ze stránek mouser.com, kde se nejlépe jevíly induktory od značky Würth elektronik, a to díky svým podrobným katalogovým listům. Zde byly totiž uváděny i závislosti činitele jakosti cívky na frekvenci. Nakonec jsem si zvolil cívku zmiňovanou již v kapitole 1.2.2, její katalogový list je dostupný zde [10]. Z grafu závislosti činitele Q na frekvenci lze vyčíst, že nejlepší frekvence pro provoz tohoto induktoru je v rozmezí 150 až 160 kHz, stejný graf je i překreslen v dřívější části této práce (obr. 1.4). Další důležitou vlastností jsou maximální proudy, v překreslené tabulce 1.1 to jsou parametry I_R a I_{SAT} . Ani jeden z těchto proudů by neměl být v návrhu překročen, cívka je proto pro naše účely vhodná. V neposlední řadě je nutno řešit parametr indukčnosti, ten zde činí $L = 24 \mu\text{H}$. Pokud bychom tedy chtěli obvod provozovat na kmitočtu 150 kHz, musíme do série s cívkou zařadit rezonanční kondenzátor o velikosti $C = 47 \text{ nF}$ (dle vztahu (1.13)). Tímto krokem se určila pracovní frekvence a definoval se LC obvod. Pro správnou volbu kondenzátoru nestačí určit jen kapacitu, ale i maximální dovolené napětí, které může u rezonančních obvodů být několikanásobně vyšší než napájecí napětí. Pro testovací účely volím kondenzátor s napětím 630 VDC [28]. Zpracování kondenzátoru je také důležité, musíme vybrat nepolarizovaný kondenzátor vhodný pro vysoké frekvence. S těmito kritérii jsou kompatibilní například keramické kondenzátory typu MLCC, které používají dielektrikum 1. třídy. Mnou zvolený kondenzátor používá dielektrikum C0G (NP0). Tento materiál je pro bezdrátové nabíjení ideální [29]. Pro budoucí testování bude na finální desku možnost osazení dvou fóliových polypropylénových kondenzátorů R76UI22205050J [30] místo keramického MLCC. Na základě měření se dále rozhodne, jaký typ kondenzátorů bude použit.

Pro buzení LC vysílače jsem si zvolil pro výkon nejpřívětivější topologii měniče, a sice dvojčinný měnič s čtyřmi tranzistory, tedy H-můstek. Pro lepší orientaci v obvodu se od tohoto bodu odkazují na vytvořené prototypové schéma (obr. 2.1 a obr. 2.2). Tyto schémata a všechny další byly vytvořeny pomocí návrhového programu Eagle [31].



Obr. 2.1 Schéma vysílače vlastní bezdrátové stanice (část 1/2).



Obr. 2.2 Schéma vysílače vlastní bezdrátové stanice (část 2/2).

Po určité spínací frekvence bylo nutné vybrat vhodné budiče tranzistorů. V obvodu se musí použít integrované obvody, které umožňují bootstrapping, abychom mohli správně řídit vrchní (tzv. high-side) tranzistory. Dalším důležitým kritériem při výběru budiče byla i možnost operování s relativně nízkým napětím. Jelikož minimální napětí, se kterým budeme pracovat přímo z USB portu je 5 V a budeme s ním napájet jak čipy, tak spínaný LC obvod, je nutné vybrat součástku, která bude schopna sepnout horní spínací tranzistory i při takto nízkém napětí. Toto kritérium se ukázalo nejvíce omezující. Nakonec jsem vybral dvojici čipů STDRIVEG600TR [32]. Výhodou zvolených budičů je i to, že se mohou napájet až 20 V, což je též maximum standardu USB-PD. Tato hodnota napájecího napětí je ale velmi blízko absolutního maxima napětí pro budiče, proto bude napájení budičů omezeno a chráněno Zenerovou diodou na 16 V. Okolní pasivní součástky byly zvoleny dle doporučených hodnot zjištěných z katalogového listu a z referenčních

obvodů [33][34][35] na stránkách výrobce. Na budiče je přiveden i signál, který je ve schématu označován jako „CHIP_S“, ten slouží k elektronickému vypínání a zapínání čipů – možnost využít při periodickém detekování přijímače. Dále stojí za povšimnutí rozdílné přivedení řídicích signálů označených jako „SIG“ a „INV_SIG“, to je v důsledku toho, že u spínání H-můstku, je sepnutý jeden horní tranzistor na jedné straně a jeden dolní tranzistor na straně druhé. U jednotlivých budičů se tedy musí prohodit zmíněné řídicí signály.

Jako spínací tranzistory jsem zvolil MOSFETy s indukovaným kanálem N, typ BSC500N20NS3GATMA1 [36] a to kvůli jejich vysokému dovolenému napětí (200 V) a nízkému odporu v sepnutém stavu (50 mΩ). Dovolené napětí 200 V bylo zvoleno na základě testovacího měření spínání použitého LC obvodu, kde se při nepřiložené zátěži (tj. sekundárního obvodu) objevovali napěťové špičky U_{DS} do 100 V. Tyto hodnoty byly zjištěny při napájecím napětí 20 V. Pro omezení napěťových špiček byly i při testovacím měření použity RC členy u všech tranzistorů i na výstupu pro LC obvod (2.1). Pro filtraci vstupního napětí byl osazen elektrolytický kondenzátor s kapacitou 1000 uF (2.1).

Rezistor R11 slouží k měření odebíraného proudu. Úbytek napětí na tomto bočníku je zesílen operačním zesilovačem MCP602 [37] s nastaveným zesílením $A = 121$. V pouzdře tohoto integrovaného obvodu jsou 2 zesilovače, vzhledem k tomu že v obvodu druhý nepoužívám, je uveden do saturace tak, aby jeho výstup „neplaval“ a zbytečně nerušil obvod. Při výběru zesilovače byla klíčová vlastnost „rail-to-rail“, čili aby byl zesilovač schopen dát na svůj výstup do hodnoty napájecího napětí a země.

Jelikož bude vstupní napětí proměnné (5 V až 20 V), je nutné ho pro napájení některých čipů stabilizovat. Pro tento úkol jsem vybíral tří vývodový lineární stabilizátor s fixním výstupním napětím $U_{výst} = 3,3$ V. Jelikož není tato součástka příliš parametrově náročná, vybral jsem regulátor LD1086DT33TR [38].

V první části schématu (obr. 2.1) je ještě viditelný konektor J1, jedná se o zásuvku USB-C, ta je přímo spojena s čipem CH224K [39], který se stará o komunikaci s USB-PD zdrojem. Jeho úkolem je z použitého zdroje vyvolat napěťové úrovně 5; 9; 12; 15 a 20 V. Pro nastavení se používá třech pinů označených jako „CFG1“, „CFG2“ a „CFG3“. Tyto vývody jsou spojeny s hlavním řídicím čipem (obr. 2.2).

Na obr. 2.2 je poslední část vysílače, a to hlavní čip v podobě mikrokontroléru ATmega328P [40]. Jedná se o mikrokontrolér, který je v našem případě nastaven na hodinový takt $f = 8$ MHz. Při této frekvenci je možné čip napájet napětím 3,3 V. Na tento mikrokontrolér je připojeno několik signálů, jedná se o:

- vstupy, ty slouží pro
 - nastavení výkonového módu pomocí přepínače S1,
 - snímání odebíraného proudu označen jako „OPAMP“,
 - snímání vstupního proudu

- a výstupy pro
 - řídicí signál spínání první sady tranzistorů „SIG“,
 - řídicí signál spínání druhé sady tranzistorů „INV_SIG“,
 - zapnutí budících čipů ST, označen jako „CHIP_S“
 - a konfigurační piny pro vstupní napětí „CFG1“, „CFG2“ a „CFG3“.

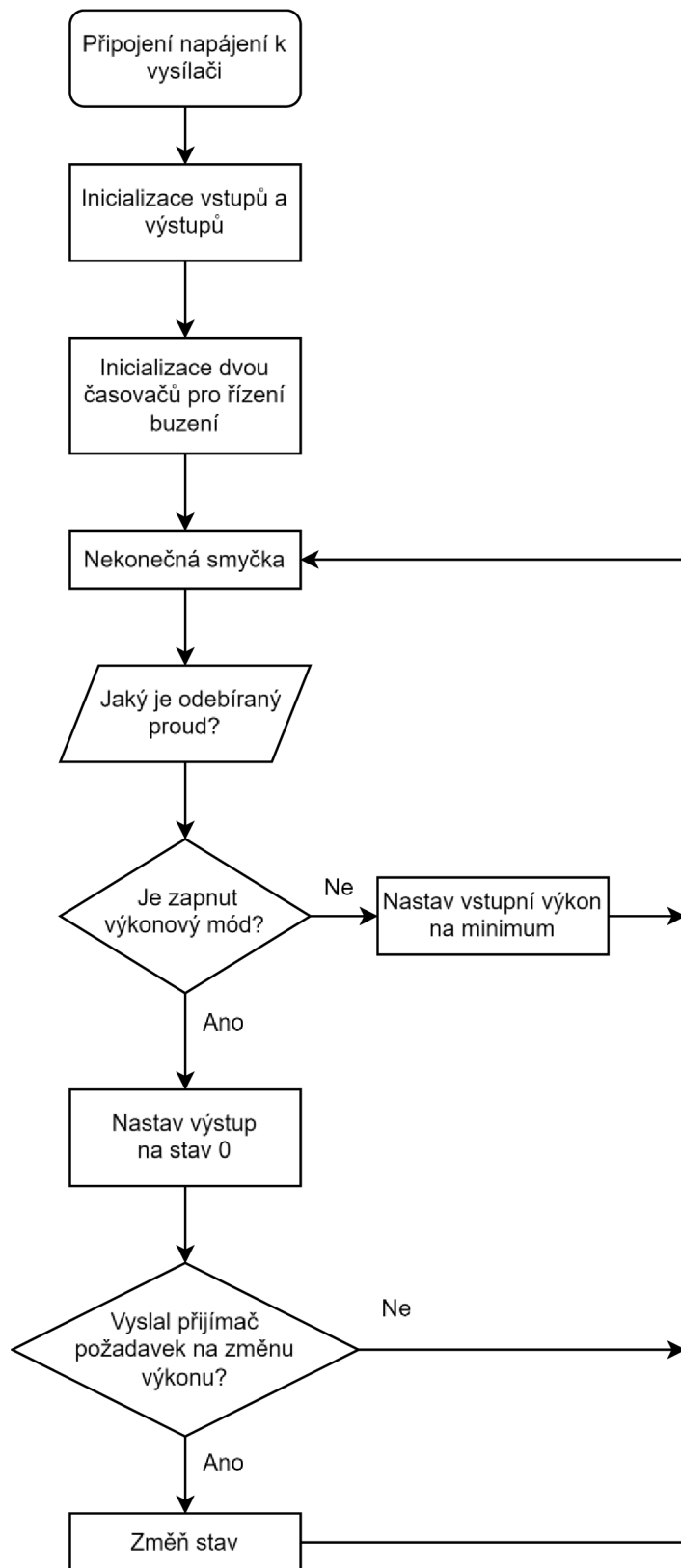
Mimo tyto vstupy a výstupy jsou na mikrokontrolér připojeny i konektory používané na jeho programování, jedná se o „JP1“ – sběrnice SPI a „JP2“ – sběrnice UART.

Navržené schéma je doplněno o několik testovacích plošek označených jako „TPx“. Dále ve schématu najdeme několik blokovacích keramických kondenzátorů MLCC, jejich hodnotu kapacit jsem volil 100 nF a 10 uF.

Důležitou součástí vysílače s mikrokontrolérem je i zdrojový kód. Pro snadnou orientaci nejprve uvádím vývojový diagram na obr. 2.3, který byl vytvořen pomocí online nástroje Draw.io [41]. Před samotným nahráním kódu jsou nastaveny parametry na:

- mikrokontrolér ATmega328P,
- 8 MHz interní řídicí kmitočet,
- BOD 2,7 V,
- EEPROM zachována,
- LTO vypnuto,
- zapnut bootloader (UART0),
- programátor AVRISP mkII a
- kompilér AVR-GCC 7.3.0.

Příslušný zdrojový kód je obsažen v příloze B.1.



Obr. 2.3 Vývojový diagram pro vysílač.

Použitý zdrojový kód se stará o základní nastavení funkcí, jako je primitivní komunikace na bázi délky pulzu, nastavení časovačů pro generaci řídicího signálu pro spínání tranzistorů a definování napěťových úrovní. Časovače jsou nastaveny tak, aby při hodinovém signálu 8 MHz mikrokontroléru generovaly dva obdélníkové signály se střídou nastavenou pomocí hodnot registrů ICR1, OCR1A, OCR2A a OCR2B, přičemž jeden ze signálů má posunutou počáteční fázi. Toho je docíleno pomocí registru TCNT1. Maximální střída tranzistorů je nastavena na $ICR1 = 56$ a $OCR1A = 27$, tedy na $S = 27/56 = 0,482 = 48,2 \%$. Tímto způsobem je do kódu zaveden tzv. „dead-time“, neboli mrtvý čas. Pro všechny zmíněné funkce se používají časovače 1 a 2.

Pro snímání proudu se měří napětí na analogovém pinu A0, získané údaje se dále průměrují v rámci definovaného počtu měření. Proudové výkyvy pak dále používám pro komunikaci. Výsledkem je přepínání definovaných výkonových úrovní na základě potřeb přijímače. Komunikační část kódu v podstatě jen měří délku pulzu toho, jak se mění odebíraný proud, a to jak směrem nahoru, tak dolů. Jestliže se měřená délka shoduje s tou definovanou (200 ms pro zvýšení stavu, 400 ms pro snížení stavu), provede se patřičný krok. Celý proces musí mít i jistou toleranci, ta je určena proměnnými „citlivost“ a „f_citlivost“. Jejich hodnoty budou určeny experimentálně, mohou se tedy v průběhu vývoje změnit. Dále tu je čtení na digitálním pinu 2, na který je zapojen přepínač. Ten definuje, zda je stanice ve výkonovém módu či nikoliv. Pro rychlé přepnutí je použito i přerušení.

2.2 Návrh vlastního přijímače

Paralelně k návrhu vysílače jsem ve stejné době vybíral i přijímací cívky a potřebné rezonanční kapacity pro přijímač. Jelikož byla určena pracovní frekvence na $f = 150 \text{ kHz}$, vybíral jsem cívky určené pro příjem, které mají na této frekvenci co nejvyšší činitel jakosti. Mimo tento parametr jsem dbal i na ostatní kritéria, a to zejména na maximální povolené proudy a výkony. Pro testování jsem nakonec vybral cívky dvě, přičemž jsou obě od výrobce Würth elektronik. Vybrané modely jsou přijímací cívky 760308102210 [42] a 760308201 [43]. Ve výsledném návrhu je použita cívka [43], jelikož má lepší parametry činitele jakosti a má i vyšší povolené výkonové zatížení. Pro srovnání těchto dvou přijímačů doplňuji tabulku 2.1.

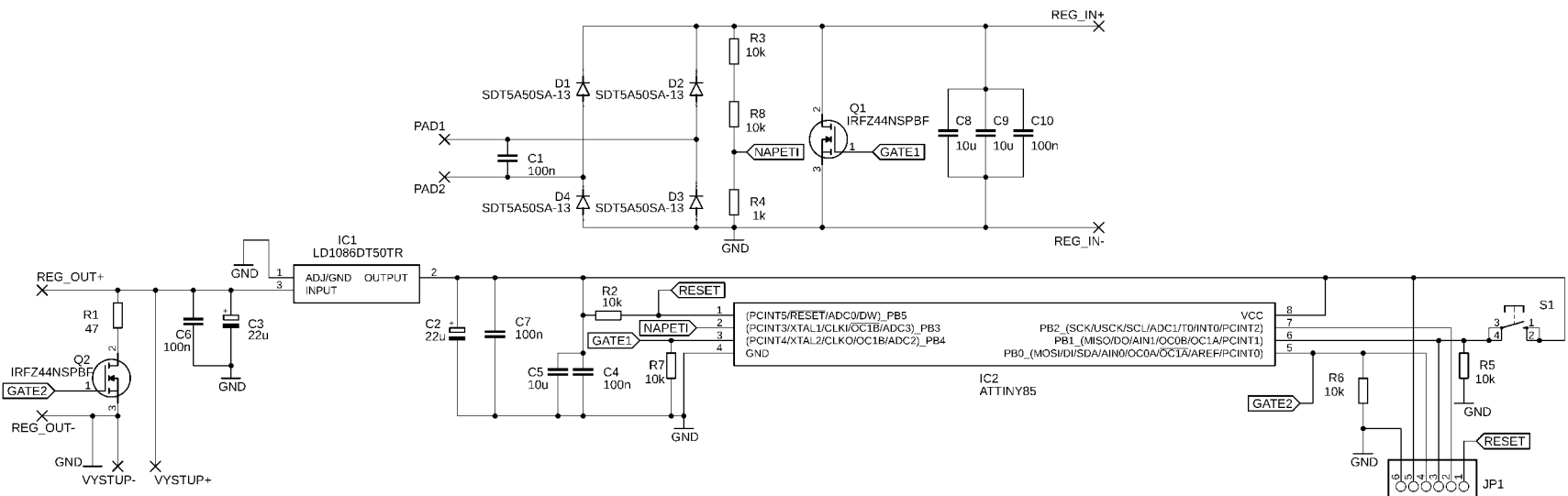
Tabulka 2.1 Výčet důležitých parametrů přijímacích cívek, převzato z [42] a [43].

Model cívky	Indukčnost L [μH]	Pracovní proud I [A]	Činitel jakosti Q [-]	Povolený výkon P [W]
760308102210	7,5	3	45	50
760308201	10	3,5	50	60

Z parametrů je jasné, že budu limitován výstupním výkonem maximálně 60 W, popř. pracovním proudem. Možný vstupní výkon do vysílače totiž činí až 100 W, tudíž

pravděpodobně nevyužiji celý maximální potenciál. Samozřejmě záleží i na účinnosti přenosu. Jako paralelně řazené rezonanční kondenzátory bych pak volil, dle vztahu (1.13), kapacity 150 nF a 100 nF. Ačkoliv by se na těchto součástkách nemělo objevit vyšší napětí než asi 50 V, raději bych dimenzoval kondenzátory na vyšší napětí, a to kvůli možným napěťovým špičkám. Při výběru je opět nutno brát v potaz i použité dielektrikum, to jsem volil stejné jako u vysílače, tedy C0G (NP0). Konkrétní vybrané kondenzátory jsou C1812C154J1GACTU a C1812C104J1GACTU se společným katalogovým listem [44].

Pro další orientaci v obvodu opět vkládám schéma (obr. 2.4). Na plošky „PAD1“ a „PAD2“ bude připojena samotná přijímací cívka, paralelní rezonanční kondenzátor je zde označen jako „C1“. Pro dvě rozdílné přijímací cívky bude samozřejmě použita jiná hodnota tohoto kondenzátoru.



Obr. 2.4 Schéma přijímače vlastní bezdrátové stanice.

Pro usměrnění střídavého napětí z přijímače používám Graetzův můstek složen ze čtyř Schottkyho diod SDT5A50SA-13 [46]. Po usměrnění se snímá výstupní napětí, které je sníženo pomocí napěťového děliče. Jestliže napětí převyšuje definovanou hranici, sepne se ochranný tranzistor Q1 [47], ten napětí vzápětí sníží. Tento typ ochrany se v anglické terminologii označuje jako „crowbar circuit“. Takto regulované napětí je dále připojeno na kupovaný DC-DC měnič [45]. Zvolený modul má maximální vstupní napětí 32 V, musíme tudíž nastavit již zmíněnou napěťovou ochranu na o něco nižší hodnotu. Dalšími klíčovými parametry je maximální výstupní proud, který činí $I_{MAX} = 3 \text{ A}$ a maximální účinnost konverze, ta je $\eta = 94 \%$. Výstupní napětí tohoto měniče bude nastaveno na $U_{VYST} = 20 \text{ V}$, maximální možný odebíraný výkon tedy bude $P_{MAX} = 60 \text{ W}$. Tyto parametry jsou společně s vlastnostmi přijímací cívky omezující.

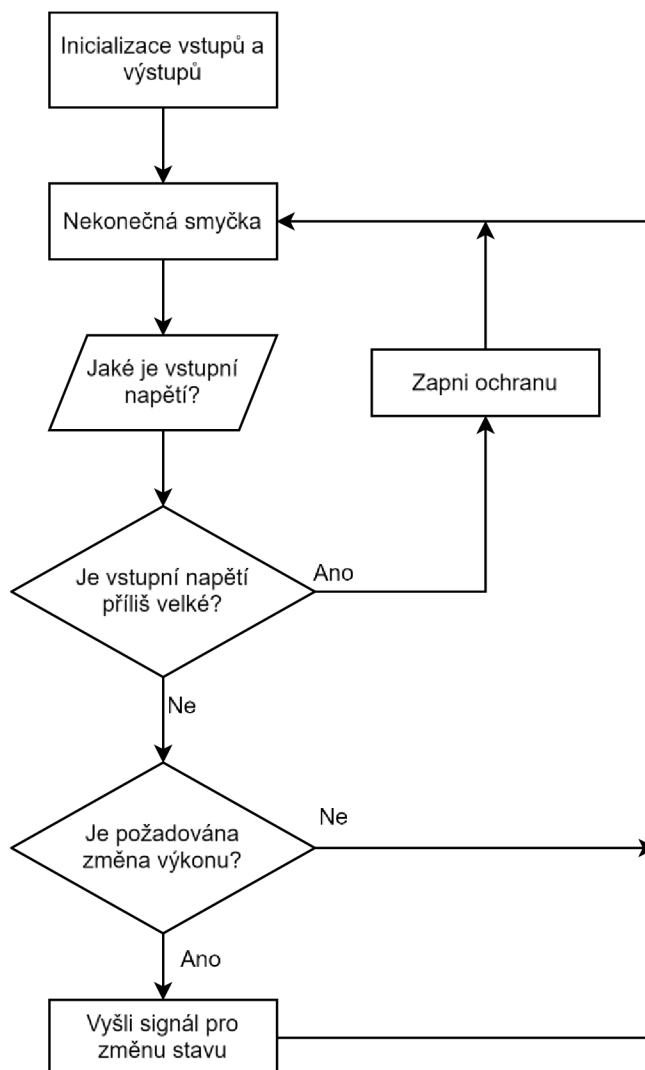
Výstup DC-DC měniče je dále ve schématu připojen na plošky „REG_OUT+“ a „REG_OUT-“, kde bude napětí již zmíněných 20 V. Hned za tímto výstupem se nachází rezistor R1 spínaný tranzistorem Q2 [47], tato kombinace slouží k proudové modulaci, tedy ke komunikaci s vysílačem. Na stejné svorky jsou připojeny i výstupní konektory, které budou při testování zatěžovány. Dále je ve schématu pevný lineární stabilizátor LD1086DT50TR [48], jeho výstupní napětí činí 5 V. V jeho blízkosti jsou i doporučené filtrační kondenzátory.

Tímto stabilizovaným napětím se napájí řídicí čip přijímače, a to mikrokontrolér ATtiny85 [49]. Další součástí je spínač S1, tím můžeme vyslat signál pro snížení či zvýšení výkonové úrovně vysílače. U chytrých zařízení ve standardu Qi by byly tyto požadavky vysílány automaticky. Dále je na čip připojen výstup ze zmíněného napěťového děliče, který snímá vstupní napětí. Mikrokontrolér pak vyhodnotí, zda je třeba sepnout připojený tranzistor pomocí signálu „GATE1“. Posledním signálem je „GATE2“, zde se vysílají přesně definované komunikační pulzy na základě délky sepnutí spínače S1. Jejich šířka je nastavena ve zdrojovém kódu na 200 ms a 400 ms. Pro vizualizaci základních požadovaných funkcí jsem vytvořil vývojový diagram (obr. 2.5) pomocí online nástroje [41].

Před nahráním programu do čipu jsou nastaveny parametry na:

- mikrokontrolér ATtiny 85,
- použití interního taktu 16 MHz,
- programátor AVRISP mkII a
- kompilér AVR-GCC 7.3.0.

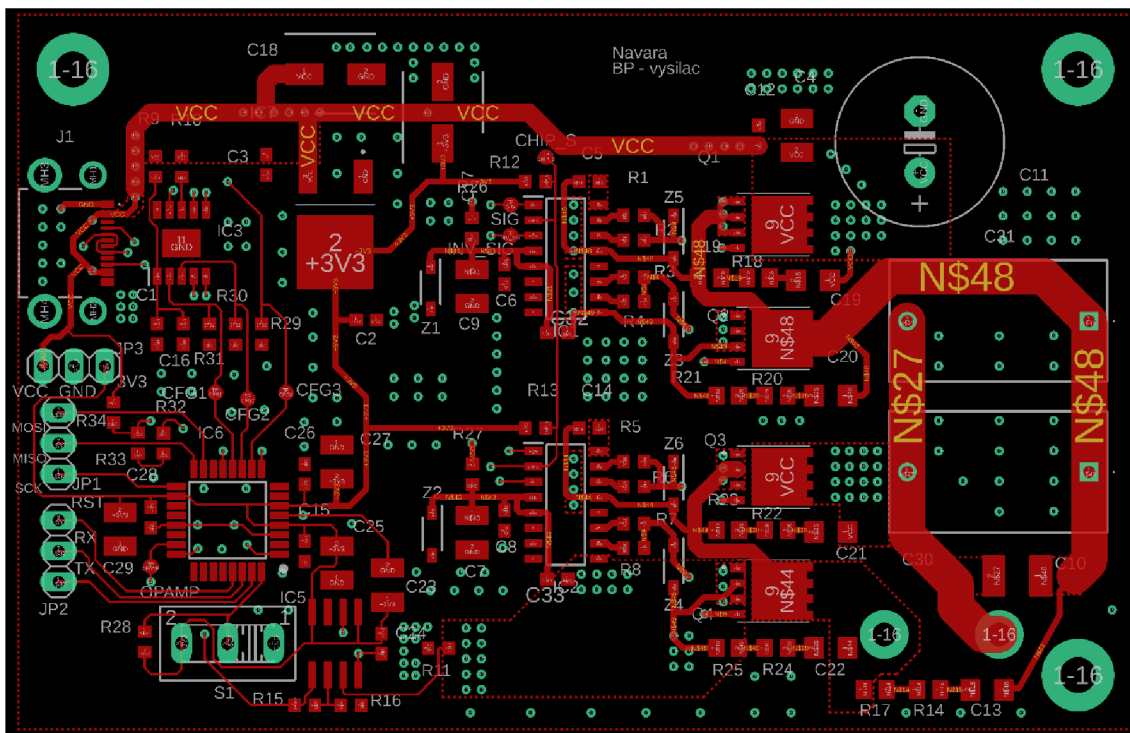
Celý kód je k vidění v příloze B.2.



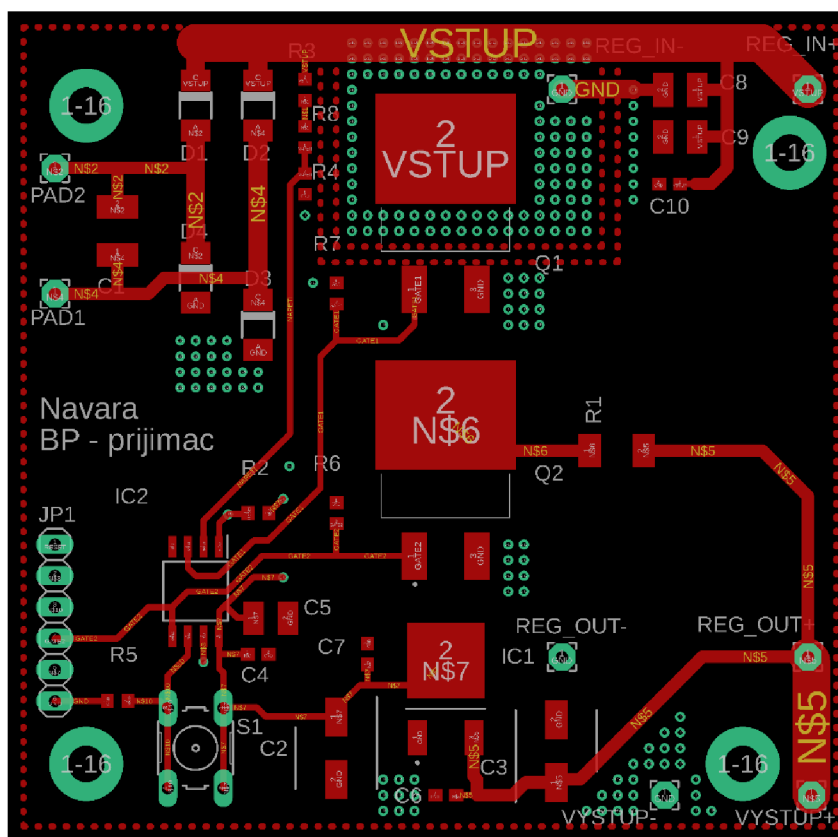
Obr. 2.5 Vývojový diagram pro přijímač.

2.3 Měření vlastností pro nastavení základních parametrů

V rámci předešlých kapitol návrhu vysílače a přijímače jsem se odkazoval na budoucí testovací měření pro zjištění určitých parametrů. K těmto experimentálně zjištěným hodnotám patří i menší modifikace v návrhu, resp. ve schématu a finálním osazení zakázkově vyrobených desek od výrobce JLCPCB [50]. Přední strany těchto desek jsou na obr. 2.6 a 2.7, zadní strany jsou pak v přílohách C.1 a C.2.



Obr. 2.6 Vrchní strana DPS vysílače.

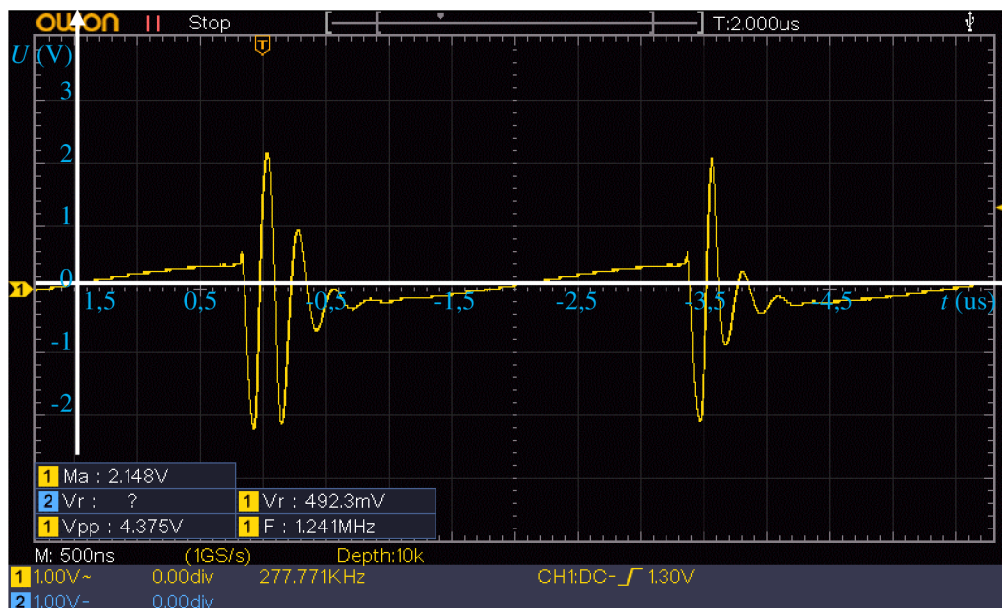


Obr. 2.7 Vrchní strana DPS přijímače.

Prvním objektem měření bylo ověření správného spínání čtveřice tranzistorů u vysílače, tedy tranzistorů Q1 až Q4 2.1. Při napájecím napětí 5 V i 9 V docházelo k nežádoucímu sepnutí zmíněných tranzistorů, příčinou byla pravděpodobně nekompatibilita ochranných Zenerových diod na vývodech GS u tranzistorů v kombinaci s použitými budiči STDRIVEG600TR. V referenčních schématech [33][34][35] zmíněné Zenerovy diody nejsou vůbec použity. Po odpájení diod již k nechtěnému sepnutí tranzistorů nedocházelo.

Po úplném oživení vysílacího obvodu byly porovnány vlastnosti obvodu při použití keramického MLCC rezonančního kondenzátoru [28] a při osazení paralelní kombinace dvou polypropylénových kondenzátorů [30]. Pro testování byly zkoumány velikosti napětí na rezonančním obvodu LC, napětí na vysílací cívce a napětí na rezonančním kondenzátoru. Měření probíhalo s napájecím napětím 9 V, s řídicími časy nastavené podle registrů mikrokontroléru na ICR1 = 52, OCR1A = 26, OCR2A = 52, OCR2B = 25, TCNT1 = 24, TCNT2 = 0 a se zátěží i bez ní. Zátěží pro toto testování byla 3 mm tlustá železná deska, ve které vznikaly vířivé proudy. Vzhledem k tomu, že cílem měření nebylo zjistit exaktní hodnoty při přesně definované zátěži, ale jen porovnání hodnot při použití různých typů kondenzátorů, nebyly měřené hodnoty sepsány. Měřicím přístrojem zde byl osciloskop OWON SDS1102. Jednotlivé měřené hodnoty napětí byly pro keramický i fóliové kondenzátory v rámci chyby měření stejné, proto byl na finální desku použit menší MLCC kondenzátor.

Během prvotního měření funkčnosti obvodu bylo proměřeno i vstupní napájecí napětí a jeho kolísání. Pro minimalizaci zvlnění byl na desku osazen elektrolytický kondenzátor s kapacitou 1000 uF a série menších MLCC kondenzátorů v těsné blízkosti napájení všech čipů. I přes použití vysokých kapacit se ale na napájecí lince vyskytovali nezanedbatelné napěťové špičky způsobené parazitní indukčností cest desky, přívodního kabelu a vlivem spínání LC zátěže. Tyto špičky byly největší při vysokém odebíraném proudu, tj. při provozu bez zátěže nebo při přiložení proudově náročné zátěže. Při napájení 9 V bez zátěže šplhaly napěťové špičky na 12 V. Napěťové špičky byly osciloskopem zaznamenány pro čtyři různé situace, tyto snímky jsou v příloze D.1, D.2, D.3 a to pro vstupní napájení i regulované napětí 3,3 V. Jeden z průběhů je na obr. 2.8, zde je snímáné vstupní napájení. Během měření bylo napětí $U_{in} = 9$ V a proud $I_{in} = 1$ A. Vysílač nebyl zatížen. Na kanálu 1 byla nastavena AC vazba. Byl zjištěn rozkmit napájení $U_{pp} = 4,375$ V. Ze zmíněných důvodů nebyly na finální desku osazeny rezistory R32, R33, R34 (schéma 2.1). Ve výsledném návrhu bude tedy chybět snímání vstupního napětí.



Obr. 2.8 Napájecí napětí vysílače v čase, bez zátěže.

V rámci návrhu vysílače byly provedeny i výpočty pro zjištění teplot na tranzistorech, a to dle vzorce pro ztrátový výkon

$$P = R_{DSon} I_D^2 S + U_{DD} I_D t_{ON} f \quad (2.1)$$

a dle vzorce pro výpočet teploty čipu

$$P = \frac{T_j - T_0}{R_{thJA}}, \quad (2.2)$$

kde P (W) je ztrátový výkon, R_{DSon} (Ω) odpor tranzistoru v sepnutém stavu, I_D (A) proud tranzistorem, S (-) střída, U_{DD} (V) napětí na tranzistoru, t_{ON} čas sepnutí, f (Hz) spínací frekvence, T_j ($^{\circ}\text{C}$) teplota čipu, T_0 ($^{\circ}\text{C}$) teplota okolí a R_{thJA} (K/W) tepelný odpor čip-okolí. Do vzorců (2.1) a (2.2) byly dosazeny hodnoty z katalogového listu [36] použitého tranzistoru a definované pracovní podmínky. Platí pak tedy

$$P = 0,05 * 5^2 * 0,5 + 20 * 5 * 14n * 150k = 0,835 \text{ W} \quad (2.3)$$

a

$$T_j = 0,835 * 75 + 40 = 102,6 \text{ } ^{\circ}\text{C}. \quad (2.4)$$

Za teplotu okolí bylo dosazeno $40 \text{ } ^{\circ}\text{C}$. Výsledná teplota čipu činí $102,6 \text{ } ^{\circ}\text{C}$, což je v rámci limitu $T_{jMAX} = 150 \text{ } ^{\circ}\text{C}$. Nepotřebujeme tedy chladič. V rámci praktického testování se však tranzistory zahřívají na příliš vysoké teploty, když nebyla přiložena žádná zátěž, a to zřejmě vlivem tzv. přerušovaného režimu (přerušovaných proudů). V této pracovní oblasti dramaticky klesá účinnost. Výkon, který se nepřenesl do zátěže, tj. přijímače, se přeměnil na další teplo na tranzistorech. Z tohoto důvodu je na tranzistory upevněn alespoň malý chladič, který zabrání v přehřátí tranzistorů při dalším měření. Pro případné

budoucí verze by bylo vhodné nějaký chladič přímo integrovat do návrhu. Další možností, jak omezit přerušované proudy, je regulace výstupu pomocí PWM na základě komunikace mezi vysílačem a přijímačem, popř. detekce přítomnosti přijímače.

2.3.1 Nastavení časovačů mikrokontroléru

Jeden z parametrů, které se měly nastavovat na základě praktického měření byla pracovní frekvence. Tato frekvence se nastavuje v mikrokontroléru pomocí několika bitů v registrech, v našem případě to jsou registry ICR1 a OCR2A. Vzhledem k tomu, že je použitý mikrokontroler taktován na kmitočet 8 MHz, pracuje s rozlišením 250 ns. Pro vhodné nastavení střídavy 50 % je navíc potřeba, aby nastavené maximální číslo v čítači bylo dělitelné dvěma. Nastavení frekvence je tedy relativně hrubé. Pro zjištění té nejlepší frekvence je k otestování potřeba malé množství hodnot. Dále je též známo, že při přiložení přijímače se zvyšuje indukčnost primární cívky, snižuje se tedy rezonanční kmitočet. Proto se testovací frekvence budou v rámci měření postupně snižovat. Počátečními testovacími hodnotami jsou ICR1 = OCR2A = 52 při střídě 50 %. Počáteční testovací frekvence tedy činí 150,9 kHz, a to dle vzorce

$$f = \frac{f_{clk}}{OCR2A + 1} = \frac{8 * 10^6}{52 + 1} = 150,9 \text{ kHz} \quad (2.5)$$

kde f (Hz) je finální frekvence a f_{clk} (Hz) takt mikrokontroléru. Měřené hodnoty jsou shrnuty v tab. 2.2. Je zde vypsáno nastavení registrů a zachycené usměrněné napětí na mém přijímači, které bylo měřeno multimetrem UNI-T UT61E+. Vstupní napájecí napětí činilo 9 V, vzdálenost přijímače a vysílače $l = 11$ mm a vychýlení bylo nulové.

Tabulka 2.2 Závislost indukovaného napětí přijímače na nastavení pracovního kmitočtu vysílače.

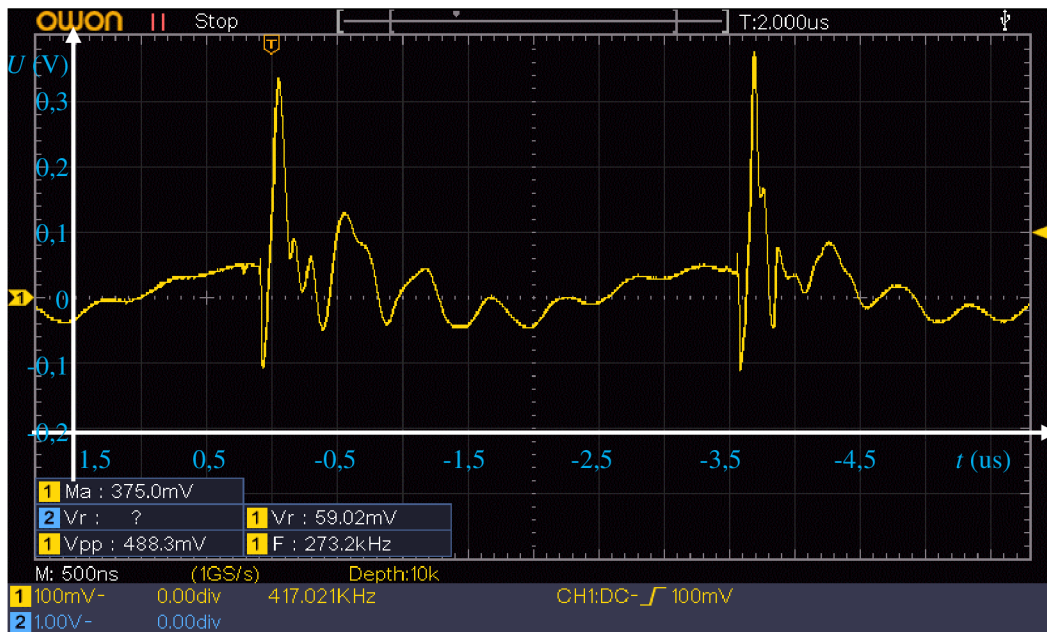
OCR1A/OCR2B	ICR1/OCR2A	U_{out} (V)	Poznámka
26	52	23,8	
25	52		
27	54	25,6	
26	54		
28	56	28,2	$I_{OUT} = 0,47 \text{ A}, f = 140,9 \text{ kHz}$
27	56		
29	58	20,8	velký ztrátový výkon – přerušované proudy
28	58		
30	60	28,8	zátěž nenaváže spojení
29	60		

Dle měření se ukázalo nejlepší nastavení registrů ICR1 a OCR2A na hodnotu 56, při které byla měřená frekvence (pomocí osciloskopu OWON SDS1102) $f = 140,9$ kHz, výstupní napětí $U_{out} = 28,2$ V a maximální výstupní proud $I_{out} = 0,47$ A (měřeno pomocí multimetru UNI-T UT136C+). Dle vzorce (2.5) je teoretická nastavená pracovní frekvence $f = 140,35$ kHz. Pro zavedení mrtvého času mezi sepnutím a vypnutím tranzistorů se snížila hodnota registrů OCR1A a OCR2B o jeden krok. Finální nastavení registrů je tedy OCR1A = 27, OCR2B = 26, ICR1 = OCR2A = 56. Kompletní nastavení registrů je k nahlédnutí v příloze B.1. Maximální použitelná střída činí 48,2 % (jedná se o podíl OCR1A a ICR1). Nastavené hodnoty byly i prakticky změřeny pomocí osciloskopu OWON SDS1102, k nahlédnutí jsou v příloze D.4.

V rámci nastavení časovačů a jejich výstupních vlastností, tj. střídy, byl připraven i mód s napájecím napětím 9 V a sníženou střídou. Snížená střída omezuje výstupní napětí, tedy i výkon, tak aby s tímto signálem byly kompatibilní i stávající bezdrátové Qi přijímače. Tato hodnota byla určena experimentálně tak, aby byl přenesen dostatečný výkon při zatížení přijímače a zároveň aby při nulové zátěži nebyla poškozena jeho regulace. Pro konečné nastavení byly sníženy hodnoty registrů na OCR1A = 11 a OCR2B = 10. Použitá střída činí $S = 19,6$ %. Výsledné průběhy jsou změřeny osciloskopem, viz přílohy D.5 a D.6.

2.3.2 Snímání proudu a nastavení citlivostí pro zpracování komunikace

V rámci celého systému byla navržena i komunikace mezi vysílačem a přijímačem na bázi modulace výstupního proudu. Modulací tohoto proudu se mění i proud vysílače. Pro dekódování těchto pulzů bylo navrženo snímání odebíraného proudu vysílače. V původním schématu byla detekce proudu řešena bočником, na kterém vznikal úbytek napětí, toto napětí bylo vedeno přímo do operačního zesilovače MCP602, který signál zesílil na požadovaný napěťový rozsah vhodný pro ADC mikrokontroléru. Během testování snímání proudu se však objevil problém se silným rušením na úbytku napětí z bočniku – signál byl prakticky nepoužitelný. Jako rychlé řešení bylo zvoleno použití RC filtru typu dolní propusti. Použité hodnoty jsou $R = 10$ k Ω a $C = 100$ nF. Pro jeho použití bylo nutné přerušit cestu mezi bočником a operačním zesilovačem na hotové DPS. Pro zpětné propojení byl použit zmíněný rezistor. Po přidání filtru se sice vstupní i výstupní hodnoty snímaného napětí zlepšily, i tak ale byly stále daleko od ideálu. Finální průběhy snímaného úbytku napětí na bočniku s filtrem a výstupní průběhy z OZ jsou na obr. 2.9 a v přílohách D.7, D.8 a D.9. Během měření průběhu na obr. 2.9 bylo napájecí napětí $U_{in} = 9$ V a vstupní proud $I_{in} = 1$ A. Vysílač nebyl zatížen. Na měřeném napětí jsou viditelné kmity s $U_{pp} = 488,3$ mV.



Obr. 2.9 Závislost vstupního napětí OZ na čase, bez zátěže.

Pro další kompenzaci silného rušení signálu bylo do kódu přijímače naprogramované stonásobné čtení analogové hodnoty s průměrováním. Díky tomuto průměru a experimentálnímu nastavení hodnot „citlivost“ a „f_citlivost“ je do určité míry zprovozněna komunikace mezi vysílačem a přijímačem. Tato komunikace je ale značně nespolehlivá a do dalších potenciálních verzí se nehodí. Pro účely otestování obvodu na jednotlivých napěťových úrovních je komunikace dostačující. Výchozíkem pro zlepšení vlastností je použití více filtrů s případnou vyšší strmostí. Raději bych se ale přikláněl ke kompletnímu předělání snímání proudu tak, aby do mikrokontroléru vcházel digitální signál, nikoliv analogový. Touto cestou je řešena i komunikace u kupovaného vysílače [27]. Další možností je i odklon od komunikace pomocí modulace proudu a využití jinou formu, např. pomocí rádiových vln.

Finální nastavení citlivosti je závislé na aktuálním stavu, na kterém vysílač pracuje. Kvůli zmíněnému rušení a nepřesnostem musela být pro některé stavy citlivost odlišná od ostatních, což dále komplikuje nastavení komunikace. Parametr „citlivost“ v kódu nastavuje o jaký kus se musí hodnota ADC změnit, aby byl kód spuštěn a dále mohl pokračovat v rutíně pro komunikaci. Parametr „f_citlivost“ udává, do jakého intervalu hodnot se musí ADC vrátit, aby byl změněn stav.

Ačkoliv je komunikace na bázi modulace proudu dostačující, samotné hodnoty, které jsou získávány z ADC mikrokontroléru, neodpovídají těm teoretickým. Tím se myslí, že vzniklý úbytek napětí na bočniku, jeho následné zesílení a převedení pomocí ADC neodpovídá vypočteným hodnotám. To se nejvíce projevuje, pokud je vysílač aktivní, ale nemá žádnou zátěž. I když obvodem teče proud např. 1 A, ADC vypisuje hodnoty blízké nule. Kvůli tomu nelze do obvodu implementovat nadproudovou ochranu, detekci přijímače či automatickou změnu stavu při vysokém odběru.

2.4 Měření vlastností s LC přijímačem

První série měření se zabývala měřením vlastností vysílače s použitím jednoduchého přijímače v podobě paralelního zapojení prvků LC. Použité součástky LC pro přijímač byly stejné jako prvky osazené v kompletním navrhovaném přijímači.

První zkoumaná vlastnost byla závislost indukované efektivní hodnoty napětí přijímacího LC obvodu na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky. Toto měření bylo provedeno pro napájecí napětí vysílače 5 V a 9 V vedeno z laboratorního zdroje Wanptek TPS3010. Časovače pro generování řídicích signálů spínání tranzistorů byly nastaveny na maximální výkon, střída byla tedy 48,2 % (viz kapitola 2.3.1). Zjištěné hodnoty jsou zaznamenány v tab. 2.3 a v grafu v příloze E.1. Měření bylo provedeno bez zátěže výstupního LC obvodu. Napětí U_{rms} bylo měřeno osciloskopem OWON SDS1102.

Tabulka 2.3 Závislost indukovaného napětí na přijímacím LC obvodu na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky, bez zátěže.

$U_{in} = 5 \text{ V}$		$U_{in} = 9 \text{ V}$		Poznámka
l (mm)	U_{rms} (V)	l (mm)	U_{rms} (V)	
0	3,911	0	6,535	
5	6,414	5	10,99	
10	14,95	10	21,83	
15	11,44	15	45,58	
		16	57,35	
20	9,303	20	50,35	proudová limitace
25	6,82	25	42,08	proudová limitace
30	4,761	30	28,33	

Během měření nebyly zapisovány vstupní proudy, i tak ale byly kontrolně měřeny multimetrem UT61E+. Pro měření napájení 9 V byl u vzdáleností 20 mm a 25 mm vstupní proud vyšší než 3 A. V takovém případě by USB-PD zdroj proudově limitoval celý přípravek (maximální proud na všech výstupních napětí kromě napěťové úrovně 20 V je 3 A). Z tohoto důvodu byla do tabulky vepsána poznámka „proudová limitace“. Při měření k samotné limitaci nedošlo, použitý laboratorní zdroj může dodávat až 10 A. Pro měření s napájením 9 V byla i iniciativa pro zjemnění kroku okolo maximálních hodnot indukovaného napětí, a to na 1 mm. Hned u druhého kroku, tedy u vzdálenosti $l = 17$ mm, sahalo indukované napětí k hranici 100 V, což je též maximum použitého rezonančního kondenzátoru. Z tohoto důvodu se přerušilo měření s jemnějším krokem. Ve vykresleném grafu E.1. lze vidět, že u obou napájecích napětí nejprve velikost indukovaného napětí exponenciálně roste a po dosažení maxima lineárně klesá. Nejvyšší hodnota indukovaného napětí pro $U_{in} = 5 \text{ V}$ byla $U_{rms} = 14,95 \text{ V}$ ve vzdálenosti $l = 10 \text{ mm}$, pro $U_{in} = 9 \text{ V}$ byla nejvyšší hodnota $U_{rms} = 57,35 \text{ V}$ ve vzdálenosti $l = 16 \text{ mm}$. Potenciální

nejvyšší hodnota U_{rms} pro $U_{in} = 9 \text{ V}$ leží ve vzdálenosti 17 až 19 mm. Z měření tedy vyplývá, že nejvýhodnější přenos nastává v různých vzdálenostech přijímací a vysílací cívky pro různá napájecí napětí.

Druhé měření mělo stejné testovací podmínky jako to předešlé, nyní se ale měnilo vychýlení středů vysílací a přijímací cívky pro napájecí napětí $U_{in} = 5 \text{ V}$ a $U_{in} = 9 \text{ V}$ ve dvou různých vzdálenostech cívek. Vzhledem k tomu že značka l byla použita pro vyjádření vzdálenosti, pro vychýlení byla zvolena značka s , tedy fyzikální značka pro dráhu. Zjištěné hodnoty jsou v tab. 2.4. Opět byly z hodnot sestrojeny grafy, ty jsou v příloze E.2 a E.3.

Tabulka 2.4 Závislost indukovaného napětí na přijímacím LC obvodu na vychýlení vysílací a přijímací cívky, bez zátěže.

$l = 0 \text{ mm}$				$l = 10 \text{ mm}$			
$U_{in} = 5 \text{ V}$		$U_{in} = 9 \text{ V}$		$U_{in} = 5 \text{ V}$		$U_{in} = 9 \text{ V}$	
$s \text{ (mm)}$	$U_{rms} \text{ (V)}$	$s \text{ (mm)}$	$U_{rms} \text{ (V)}$	$s \text{ (mm)}$	$U_{rms} \text{ (V)}$	$s \text{ (mm)}$	$U_{rms} \text{ (V)}$
0	3,547	0	6,579	0	14,5	0	27,36
2,5	3,263	2,5	7,303	2,5	10,72	2,5	28,12
5	5,078	5	9,131	5	10,62	5	31,04
7,5	7,378	7,5	14,96	7,5	10,36	7,5	35
10	41,02	10	Mimo rozsah	10	10,2	10	42,89
12,5	8,665	12,5		12,5	8,975	12,5	52,92
15	3,911	15		15	6,577	15	60,57

Při měření s napájecím napětím $U_{in} = 9 \text{ V}$ a vzdáleností $l = 0 \text{ mm}$ se u hodnot vychýlení větších než 10 mm zvýšilo indukované napětí nad možný rozsah omezený rezonančním kondenzátorem sekundární strany jehož maximální povolené napětí je $U_{MAX} = 100 \text{ V}$. Příliš vysoké hodnoty byly tedy z měření vynechány. Měření se vzdáleností $l = 10 \text{ mm}$ navazovalo na měření zapsané v tab. 2.3. Při napájení 5 V byla dle tab. 2.3 ideální vzdálenost cívek 10 mm a dalším vzdalováním se indukované napětí snižovalo. To potvrzuje i nové měření s vychýlením, kde indukované napětí pro $U_{in} = 5 \text{ V}$ a $l = 10 \text{ mm}$ klesá. Naopak pro $U_{in} = 9 \text{ V}$ a $l = 10 \text{ mm}$ indukované napětí roste, což opět koresponduje s tab. 2.3 kde nejvyšší hodnota indukovaného napětí byla v intervalu vzdáleností 17 až 19 mm (nebyly změřeny exaktní hodnoty vlivem vysokého napětí). Z měření tedy vyplývá, že nejvýhodnější přenos nastává v různých vzdálenostech a při různých vychýlení přijímací a vysílací cívky. Tyto hodnoty též závisí na velikosti napájecího napětí.

Poslední měření s LC přijímačem probíhalo obdobně jako předešlé měření. Nyní byly použity dvě různé zátěže přijímacího LC obvodu v podobě dvou různých rezistorů. Zvolené hodnoty odporů jsou 47Ω a $5,1 \Omega$. Zkoumanými parametry jsou vstupní proud (měřeno multimetrem UT61E+), příkon vysílače, výstupní indukované napětí (měřeno

osciloskopem OWON SDS1102), výstupní výkon a celková účinnost, a to v závislosti na vzdálenosti cívek. Měření proběhlo pro napájecí napětí 5 V a 9 V. Zjištěné hodnoty jsou v tab. 2.5 a 2.6 a v grafech v příloze E.4, E.5, E.6 a E.7.

Tabulka 2.5 Závislost indukovaného napětí, výkonů a účinnosti na přijímacím LC obvodu na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky, zátěž $R = 47 \Omega$.

$U_{in} = 5 \text{ V}$					
l (mm)	U_{rms} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	η (%)
0	3,438	0,062	0,31	0,25	81,12
5	4,634	0,103	0,52	0,46	88,72
10	6,19	0,234	1,17	0,82	69,68
15	5,661	0,314	1,57	0,68	43,43
20	4,586	0,34	1,70	0,45	26,32
$U_{in} = 9 \text{ V}$					
l (mm)	U_{rms} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	η (%)
0	6,529	0,165	1,49	0,91	61,08
5	11	0,325	2,93	2,57	88,02
10	22	1,242	11,18	10,30	92,13
15	36,22	3,968	35,71	27,91	78,16
20	27,24	3,324	29,92	15,79	52,77

Tabulka 2.6 Závislost indukovaného napětí, výkonů a účinnosti na přijímacím LC obvodu na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky, zátěž $R = 5,1 \Omega$.

$U_{in} = 5 \text{ V}$					
l (mm)	U_{rms} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	η (%)
0	1,972	0,175	0,88	0,76	87,14
5	2,357	0,236	1,18	1,09	92,31
10	1,906	0,308	1,54	0,71	46,25
15	1,448	0,336	1,68	0,41	24,47
20	1,097	0,351	1,76	0,24	13,45
$U_{in} = 9 \text{ V}$					
l (mm)	U_{rms} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	η (%)
0	4,935	0,644	5,80	4,78	82,39
5	6,295	1,026	9,23	7,77	84,15
10	6,879	1,506	13,55	9,28	68,46
15	5,667	1,547	13,92	6,30	45,23
20	4,058	1,345	12,11	3,23	26,67

Použité vzorce jsou

$$P_{in} = U_{in}I_{in} = 5 * 0,062 = 0,31 W, \quad (2.6)$$

$$P_{out} = \frac{U_{rms}^2}{R} = \frac{3,438^2}{47} = 0,25 W, \quad (2.7)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{0,25}{0,31} = 81,12 \%. \quad (2.8)$$

Pro napájecí napětí 5 V byl nejvyšší možný odebíraný výkon 1,09 W ve vzdálenosti cívek 5 mm a zátěži v podobě rezistoru $R = 5,1 \Omega$. Pro tyto parametry byla zjištěna i nejvyšší možná účinnost a to $\eta = 92,31 \%$. Pro napájecí napětí 9 V byl nejvyšší možný odebíraný výkon 27,91 W ve vzdálenosti cívek 15 mm a zátěži v podobě rezistoru $R = 47 \Omega$. Účinnost přenosu s těmito parametry činí 78,16 %. Nejvyšší účinnost s napájením 9 V byla 92,13 % a to ve vzdálenosti cívek 10 mm s výstupním výkonem 10,3 W. Z měření plyne, že odebírané výkony a maximální účinnosti jsou závislé na napájecím napětí, zátěži a vzdálenosti použitých cívek. Z předešlých měření vyplývá, že výkony a účinnosti závisí i na vychýlení cívek. Z naměřených závislostí lze vyčíst, že se zvyšujícím se napájecím napětím se taktéž zvyšuje ideální vzdálenost vysílací a přijímací cívky. Naopak se zvyšujícím se výstupním výkonem tyto vzdálenosti zase klesají.

2.5 Měření vlastností s kupovaným přijímačem

Navrhnutá bezdrátová nabíjecí stanice měla být dle zadání kompatibilní se stávajícími přijímači. Dalším objektem měření bylo tedy zjištění charakteristik sestrojeného vysílače v kombinaci s kupovaným přijímačem A.12. Nastavení vysílacího obvodu bylo pro měření s napájecím napětím 5 V stejné jako u měření charakteristiky s LC přijímačem (viz kapitola 2.4). Pro napájení 9 V byla snížena střída vysílače na $S = 19,6 \%$ a to dle zjištěných hodnot v kapitole 2.3.1. Vzdálenost mezi vysílací a přijímací cívkou byla 10 mm. Vychýlení cívek bylo nulové. Měřila se charakteristika vstupního proudu a celkové účinnosti v závislosti na odebíraném proudu z kupovaného přijímače. Výstupní proud byl veden do umělé elektronické zátěže ATORCH-DL24 [51]. Výstupní napětí bylo stabilizováno přijímacím obvodem na 5 V. Vstupní proud vysílače byl měřen multimetrem UT61E+, výstupní proud přijímače multimetrem UT136C+. Pro porovnání byla obdobná charakteristika, kde byla nulová vzdálenost mezi vysílačem a přijímačem, měřena i pro kupovaný vysílač, ten byl podrobněji rozebrán v kapitole 1.4.5.

Tabulka 2.7 Závislost vstupního proudu, příkonu, výkonu a celkové účinnosti na výstupním proudu pro navržený vysílač s kupovaným přijímačem.

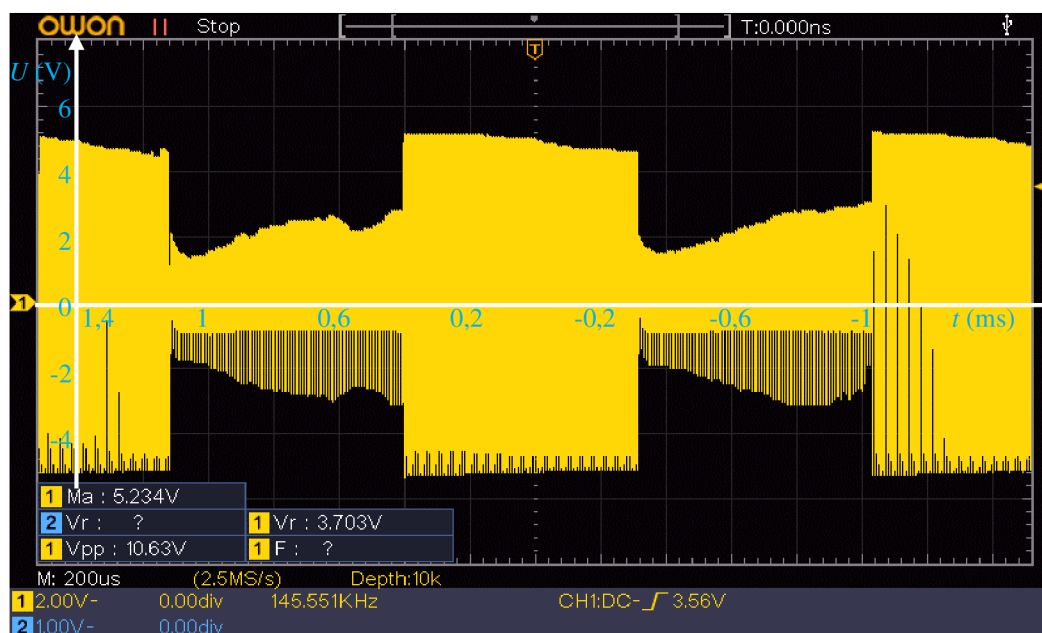
U_{in} (V)	I_{out} (mA)	I_{in} (mA)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	η (%)
5	10	382	1,91	0,05	2,62
	20	375	1,875	0,1	5,33
9	10	534	4,806	0,05	1,04
	20	528	4,752	0,1	2,10
	30	522	4,698	0,15	3,19
	40	514	4,626	0,2	4,32
	50	507	4,563	0,25	5,48
	60	495	4,455	0,3	6,73
	70	485	4,365	0,35	8,02
	80	468	4,212	0,4	9,50
	90	463	4,167	0,45	10,80
	100	444	3,996	0,5	12,51

Tabulka 2.8 Závislost vstupního proudu, příkonu, výkonu a celkové účinnosti na výstupním proudu pro kupovaný vysílač s kupovaným přijímačem.

I_{out} (mA)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	η (%)
10	0,15	0,75	0,05	6,67
20	0,15	0,75	0,1	13,33
30	0,17	0,85	0,15	17,65
40	0,17	0,85	0,2	23,53
50	0,19	0,95	0,25	26,32
60	0,2	1	0,3	30,00
70	0,21	1,05	0,35	33,33
80	0,23	1,15	0,4	34,78
90	0,23	1,15	0,45	39,13
100	0,25	1,25	0,5	40,00
200	0,39	1,95	1	51,28
300	0,55	2,75	1,5	54,55
400	0,71	3,55	2	56,34
500	0,86	4,3	2,5	58,14

Maximální hodnota výstupního proudu pro obě tabulky 2.7 a 2.8 byla určena maximálními možnostmi celého systému, tzn. vyšší výstupní proud již nebyl možný (přerušeni spojení, selhání stabilizace výstupního obvodu a následný propad výstupního napětí). Toto omezení měření se ukázalo velmi rychle při zkoumání navrženého vysílače s napájecím napětím 5 V – tabulka 2.7. Maximální výstupní proud zde byl pouhých

10 mA při účinnosti 2,62 %. Pro výpočet výkonů a účinností byly použity vzorce (2.6) a (2.8). Toto časné omezení mohlo být způsobeno neideálním spínáním tranzistorů ve vysílači, kdy se periodicky snižovalo výstupní napětí vysílače. Nevhodné průběhy na vysílacím LC členu jsou k nahlédnutí v příloze D.10, D.11, D.12 a na obr. 2.10. Během měření obr. 2.10 bylo napájecí napětí $U_{in} = 5$ V a byla nastavena střída $S = 48,2$ %. K elektrickému zatížení obvodu pro pořízení osciloskopických snímků byla použita 3 mm tlustá železná deska. K porovnání jsou přiloženy i osciloskopické snímky (D.13, D.14) průběhu napětí na vysílacím LC obvodě s napájecím napětím 9 V. Zde se již nevyskytovalo periodické snižování napětí na výstupu vysílače, nejsou proto přiloženy oddálené průběhy. Kvůli potížím s napájením 5 V byla tato funkce vyhodnocena jako nevhodná, v dalších měřeních a finálním návrhu bude tedy možnost napájení 5 V vyřazena.



Obr. 2.10 Průběh napětí v čase na vysílacím LC členu, se zátěží, oddáleno.

Pro napájení $U_{in} = 9$ V byla maximální měřená hodnota výstupního proudu $I_{out} = 100$ mA, a to při nejvyšší účinnosti 12,51 %. Dle sestrojeného grafu E.8 by se účinnost mohla dále zvyšovat, avšak při vyšších hodnotách zatížení docházelo k selhání stabilizace přijímače. Pro zlepšení účinnosti by se mohla implementovat komunikace na úrovni standardu Qi, tím pádem by se zvyšující se zátěží mohla zvyšovat i střída vysílače, a to vše bez překročení maximálního vstupního napětí na vstupu regulátoru přijímače. Z vypočítaných účinností je zřejmé, že sestrojený vysílač bude vhodnější pro výkonné zátěže, to bude také měřeno v další kapitole s použitím navrženého přijímacího obvodu.

V rámci porovnání naměřených hodnot byla měřena obdobná závislost i pro kupovaný vysílač, zjištěné hodnoty jsou zaznamenány v tabulce 2.8 a vyneseny do grafu

E.9. Nejvyšší měřený odebraný proud s krokem 100 mA byl $I_{out} = 500$ mA. U této hodnoty byla spočítána i nejvyšší účinnost a to 58,14 %. Štítek kupovaného vysílače slibuje maximální výstupní proud 1000 mA, tyto hodnoty ale nebyly naměřeny. Kvůli limitaci přijímače bylo nutno měření přerušit na polovině udávané hodnoty. Z toho lze usoudit, že veškeré měření jak s navrhnutým, tak kupovaným vysílačem, mohlo být ovlivněno kvalitou a účinností měřeného kupovaného přijímače.

2.6 Měření vlastností s vlastním přijímačem

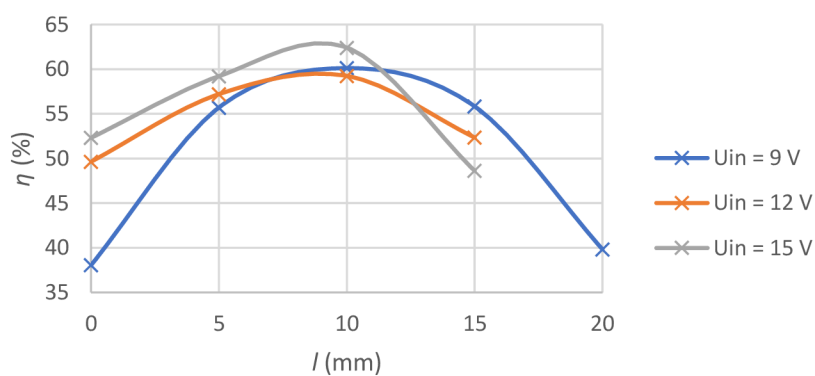
Pro otestování celé šířky možných výkonů sestrojeného vysílače je přijímací obvod A.12 z předešlého měření nedostačující. Na kompletní otestování výkonových charakteristik byl tedy použit navrhnutý přijímací obvod, jehož schéma je na obr. 2.4. Série měření se prováděla ve dvou různých závislostech, a to vůči vzdálenosti vysílací a přijímací cívky a vůči vychýlení těchto cívek při vzdálenostech $l = 0$ mm a $l = 10$ mm. Pro všechny typy měření byl nastaven výstupní výkon vysílače na maximum, tedy na střihu 48,2 % (dle kapitoly 2.3.1). Napájení vysílače bylo řešeno laboratorním zdrojem Wanptek TPS3010, pro zatížení přijímače byla využita umělá elektronická zátěž ATORCH-DL24.

2.6.1 Měření charakteristik vlastního vysílače a přijímače v závislosti na jejich vzdálenosti

U měření byly nastaveny hodnoty dle kapitoly 2.6. Vstupní proud do vysílače byl měřen pomocí multimetru UT61E+, výstupní proud z přijímače multimetrem UT136C+. Pro výpočet příkonu vysílače a výkonu přijímače byl použit vzorec (2.6), pro výpočet účinnosti pak vzorec (2.8). Vzhledem k tomu, že pro výpočet výstupního výkonu byla použita konstantní hodnota napětí, nikoliv skutečná hodnota výstupu, na kterém se mohl podepsat úbytek napětí vlivem neideální stabilizace použitého DC-DC měniče, je možné, že se při výpočtech projevila jistá odchylka od skutečných hodnot výkonů a účinností. Hodnota výstupního napětí byla orientačně měřena vestavěnou funkcí použité elektronické zátěže. Během měření bylo dbáno na to, aby výstupní napětí nekleslo pod 19,5 V. Naměřené hodnoty jsou zaznamenány v tabulce 2.9 a jsou vyneseny do grafu na obr. 2.11, další grafy jsou pak v příloze E.10, E.11. Zobrazená závislost na obr. 2.11 se týká navrženého vysílače a přijímače. Pro malý počet hodnot bylo vynecháno vstupní napětí $U_{in} = 20$ V. Nejvyšší účinnost byla $\eta = 62,41$ %. Během měření byly pořízeny i osciloskopické snímky průběhu napětí v čase na přijímacím LC členu, tyto snímky jsou k nahlédnutí v příloze D.15 a D.16.

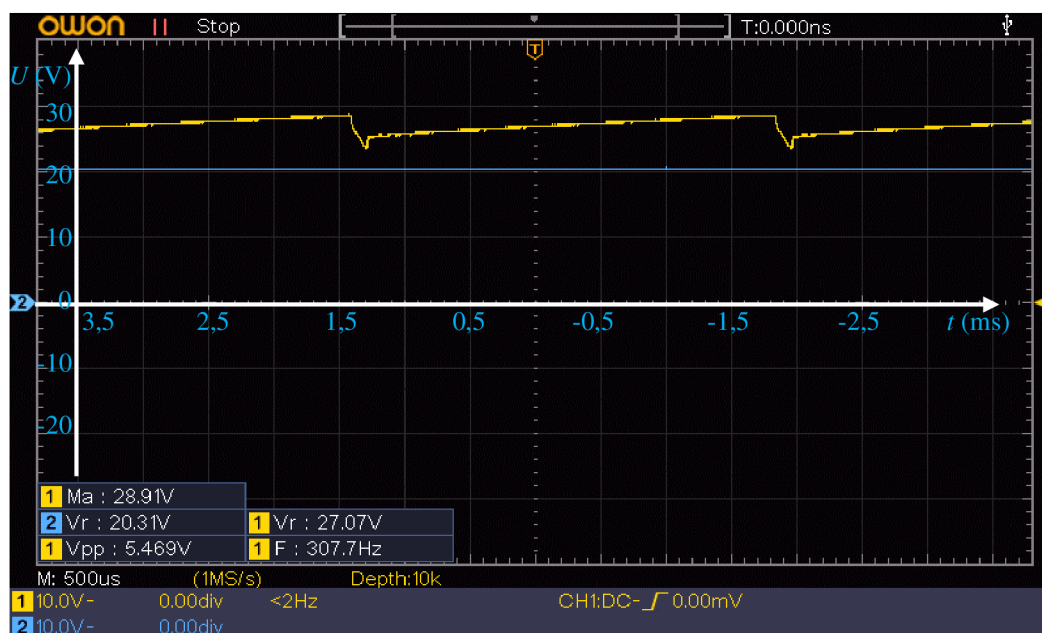
Tabulka 2.9 Závislost vstupního a vstupního proudu, příkonu, výkonu a celkové účinnosti na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky.

U_{in} (V)	l (mm)	I_{in} (A)	I_{out} (A)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	η (%)
9	0	0,362	0,062	3,26	1,24	38,06
	5	0,762	0,191	6,86	3,82	55,70
	10	1,449	0,392	13,04	7,84	60,12
	15	2,587	0,65	23,28	13,00	55,83
	20	3,626	0,65	32,63	13,00	39,84
12	0	0,705	0,21	8,46	4,20	49,65
	5	1,078	0,37	12,94	7,40	57,20
	10	2,11	0,75	25,32	15,00	59,24
	15	3,47	1,09	41,64	21,80	52,35
	20	/	/	/	/	/
15	0	0,841	0,33	12,62	6,60	52,32
	5	1,216	0,54	18,24	10,80	59,21
	10	2,222	1,04	33,33	20,80	62,41
	15	3,4	1,24	51,00	24,80	48,63
	20	/	/	/	/	/
20	0	1,158	0,63	23,16	12,60	54,40
	5	1,674	1,02	33,48	20,40	60,93
	10	/	/	/	/	/
	15	/	/	/	/	/
	20	/	/	/	/	/



Obr. 2.11 Závislost účinnosti vysílače a přijímače na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky.

Pro měření závislosti byl zvolen rozsah vzdáleností cívek od 0 mm do 20 mm s krokem 5 mm. Během měření s napájecím napětím 12 a 15 V byla maximální měřená vzdálenost cívek, s ohledem na zvolený krok, 15 mm. Další hodnoty vzdáleností nemělo cenu měřit, a to vzhledem k tomu, že poslední zjištěná hodnota vstupního proudu byla větší než 3 A, což je za hranicí maximálního možného dodávaného proudu na napěťových úrovních 5 až 15 V. Pro napájecí napětí 20 V bylo měření provedeno do vzdálenosti 5 mm, u dalších hodnot bylo měření ovlivněno buď spínáním přepětové ochrany přijímače při malém odběru, nebo velkým úbytkem napětí (napětí kleslo pod stanovenou hranici 19,5 V) na výstupu při vyšším odběru. Následující buňky tabulky 2.9 jsou proto opět proškrtnuty. Ukázka, jak vypadá napětí na vstupu (žlutý průběh) a výstupu (modrý průběh) DC-DC měniče se sepnutím proudové ochrany je osciloskopem zaznamenán na obr. 2.12, průběhy bez aktivní ochrany jsou pak v příloze D.17.



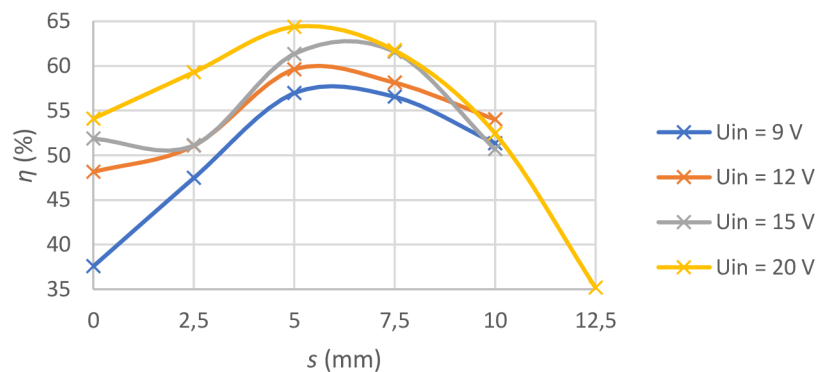
Obr. 2.12 Napětí na vstupu (CH1) a výstupu (CH2) DC-DC, spíná přepětová ochrana.

Z grafu závislosti vstupního proudu na vzdálenosti E.10 je jasné, že při zvyšující se vzdálenosti roste vstupní proud. V grafu závislosti výstupního proudu na vzdálenosti E.11 lze vidět, že se zvyšující se vzdáleností také roste výstupní proud, ale jen do jisté míry. Pro napájení $U_{in} = 9$ V byla tato hraniční vzdálenost rovna 15 mm. U posledního grafu na obr. 2.11, tedy závislosti účinnosti na vzdálenosti, lze vidět, že nejvyšší účinnosti dosahujeme kolem měřené hodnoty vzdálenosti 10 mm, a to pro všechny zobrazené hodnoty napájecího napětí. Tyto maximální účinnosti celého systému vysílače a přijímače ve vzdálenosti 10 mm se pohybovaly od 59,24 % do 62,41 %. Nejvyšší změřený výstupní výkon činí 24,8 W, a to pro napájecí napětí 15 V se vzdáleností cívek 15 mm. Zde ale překračujeme maximální vstupní proud 3 A, proto můžeme říct, že nejvyšší použitelný

výkon je 20,8 W, a to pro napájecí napětí 15 V se vzdáleností cívek 10 mm. Maximální měřená vzdálenost vysílací a přijímací cívky, kdy je celý obvod plně funkční, je 20 mm, a to pro napájecí napětí 9 V. U finálního výrobku však budeme omezeni maximálním vstupním proudem 3 A, proto můžeme pokládat maximální použitelnou vzdálenost cívek 15 mm s napájecím napětím 9 V. Ze všech grafů bylo vyloučeno měření s napájecím napětím 20 V pro nedostatek zjištěných bodů.

2.6.2 Měření charakteristik vlastního vysílače a přijímače v závislosti na jejich vychýlení

U měření byly nastaveny hodnoty dle kapitoly 2.6. Vstupní proud do vysílače byl měřen pomocí multimetru UT61E+, výstupní proud z přijímače multimetrem UT136C+. Pro výpočet příkonu vysílače a výkonu přijímače byl použit vzorec (2.6), pro výpočet účinnosti pak vzorec (2.8). Do zjištěných hodnot výkonů byla opět zavedena chyba úbytku napětí o maximálně 0,5 V, podobně jako v kapitole 2.6.1. Pro měření charakteristik byly provedeny 2 série měření, a to pro nulovou vzdálenost vysílací a přijímací cívky a pro vzdálenost $l = 10$ mm, tedy vzdálenost, kdy byly měřeny nejvyšší účinnosti při nulovém vychýlení vysílače a přijímače (viz obr. 2.11). Zjištěné hodnoty pro $l = 0$ mm jsou zapsány v tabulce 2.10 a zobrazeny v grafech E.12, E.13 a na obr. 2.13.



Obr. 2.13 Účinnost vysílače a přijímače při vychýlení cívek, $l = 0$ mm.

Tabulka 2.10 Závislost vstupního a vstupního proudu, příkonu, výkonu a účinnosti na vychýlení vysílače a přijímače při vzájemné vzdálenosti $l = 0$ mm.

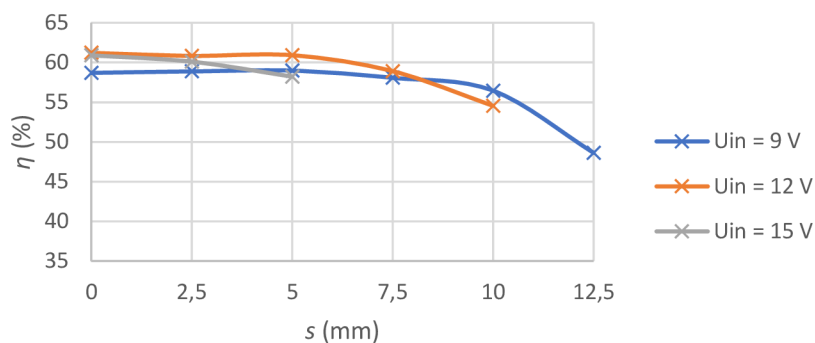
U_{in} (V)	s (mm)	I_{in} (A)	I_{out} (A)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	η (%)
9	0	0,355	0,06	3,20	1,20	37,56
	2,5	0,89	0,19	8,01	3,80	47,44
	5	1,639	0,42	14,75	8,40	56,95
	7,5	0,904	0,23	8,14	4,60	56,54
	10	1,039	0,24	9,35	4,80	51,33
	12,5					
12	0	0,658	0,19	7,90	3,80	48,13
	2,5	1,273	0,39	15,28	7,80	51,06
	5	2,013	0,72	24,16	14,40	59,61
	7,5	1,319	0,46	15,83	9,20	58,12
	10	1,111	0,36	13,33	7,20	54,01
	12,5					
15	0	0,9	0,35	13,50	7,00	51,85
	2,5	1,696	0,65	25,44	13,00	51,10
	5	2,5	1,15	37,50	23,00	61,33
	7,5	1,516	0,7	22,74	14,00	61,57
	10	1	0,38	15,00	7,60	50,67
	12,5					
20	0	1,22	0,66	24,40	13,20	54,10
	2,5	1,906	1,13	38,12	22,60	59,29
	5	2,066	1,33	41,32	26,60	64,38
	7,5	1,96	1,21	39,20	24,20	61,73
	10	1,068	0,56	21,36	11,20	52,43
	12,5	0,512	0,18	10,24	3,60	35,16

Pro měření závislostí byl zvolen rozsah vychýlení cívek od 0 mm do 12,5 mm s krokem 2,5 mm. Během měření s napájecím napětím 9, 12 a 15 V bylo maximální měřené vychýlení cívek, s ohledem na zvolený krok, 10 mm. Při vyšším vychýlení došlo k prudkému poklesu výstupního napětí, což bylo způsobeno malým indukovaným napětím na vstupu DC-DC měniče. Příslušné buňky tabulky 2.10 jsou proto proškrtnuty.

Z grafu závislosti vstupního proudu na vzdálenosti E.12 je jasné, že nejvyšší proudy byly při vychýlení cívek $s = 5$ mm, a to pro všechny hodnoty napájecího napětí. Průběh vstupního proudu pro napájecí napětí 20 V má nižší maximální hodnotu než nejvyšší hodnota pro napájení 15 V, mohla se zde projevit jistá chyba měření. V grafu E.13 závislosti výstupního proudu na vzdálenosti lze vidět, že nejvyšší výstupní proud vzniká při vychýlení cívek $s = 5$ mm. U posledního grafu na obr. 2.13, tedy závislosti účinnosti

na vzdálenosti, lze vidět, že nejvyšší účinnosti dosahujeme v rozmezí vychýlení cívek 5 až 7,5 mm. Nejvyšší účinnost 64,38 % byla přitom naměřena pro napájecí napětí $U_{in} = 20$ V a vychýlení cívek 5 mm. Nejvyšší výstupní výkon byl naměřen při stejném nastavení, tedy $U_{in} = 20$ V a $s = 5$ mm, a to 26,6 W. Účinnost 64,38 % a výkon 26,6 W jsou též nejvyššími zjištěnými hodnotami napříč všemi měřeními.

U druhé série měření jsou zjištěné hodnoty pro $l = 10$ mm zapsány v tabulce 2.11 a zobrazeny v grafech E.14, E.15 a na obr. 2.14.



Obr. 2.14 Účinnost vysílače a přijímače při vychýlení cívek, $l = 10$ mm.

Tabulka 2.11 Závislost vstupního a výstupního proudu, příkonu, výkonu a účinnosti na vychýlení vysílače a přijímače při vzájemné vzdálenosti $l = 10$ mm.

U_{in} (V)	s (mm)	I_{in} (A)	I_{out} (A)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	η (%)
9	0	1,363	0,36	12,27	7,20	58,69
	2,5	1,472	0,39	13,25	7,80	58,88
	5	1,658	0,44	14,92	8,80	58,97
	7,5	1,99	0,52	17,91	10,40	58,07
	10	2,677	0,68	24,09	13,60	56,45
	12,5	3,93	0,86	35,37	17,20	48,63
12	0	1,906	0,7	22,87	14,00	61,21
	2,5	2	0,73	24,00	14,60	60,83
	5	2,271	0,83	27,25	16,60	60,91
	7,5	2,688	0,95	32,26	19,00	58,90
	10	3,636	1,19	43,63	23,80	54,55
	12,5	/	/	/	/	/
15	0	2,452	1,12	36,78	22,40	60,90
	2,5	2,64	1,19	39,60	23,80	60,10
	5	3	1,31	45,00	26,20	58,22
	7,5	/	/	/	/	/
	10	/	/	/	/	/
	12,5	/	/	/	/	/

Během měření s napájecím napětím 9 V bylo maximální měřené vychýlení cívek, s ohledem na zvolený krok, 12,5 mm. Pro $U_{in} = 12$ V pak 10 mm a pro $U_{in} = 20$ V 5 mm. Při vyšším vychýlení došlo k prudkému poklesu výstupního napětí. Příslušné buňky tabulky 2.11 jsou proto proškrtnuty. Ze stejného důvodu v tabulce chybí měření s napájecím napětím 20 V.

U předešlého měření bylo též možno u grafů E.12, E.13 a u obr. 2.13 pozorovat, že se při vychylování cívka dostávala do ideálního bodu a po jeho dosáhnutí se od něj vzdalovala. Vzhledem k tomu, že u nynějšího měření byly cívky postaveny do ideální vzdálenosti $l = 10$ mm, dá se předpokládat, že dalším vychýlením se měřené parametry budou zhoršovat. Z grafu závislosti vstupního proudu na vzdálenosti E.14 je jasné, že při zvyšující se vzdálenosti roste vstupní proud. V grafu závislosti výstupního proudu na vzdálenosti E.15 lze vidět, že se zvyšující se vzdáleností také roste výstupní proud. U posledního grafu obr. 2.14, tedy závislosti účinnosti na vzdálenosti, lze vidět, že se do jistého bodu u různých napájecích napětí účinnost téměř nemění, jen se mírně snižuje. Za tímto bodem pak dochází k prudšímu poklesu. Pro $U_{in} = 9$ V je tento bod viditelný při vychýlení $s = 10$ mm. Nejvyšší účinnost byla naměřena pro napájecí napětí 12 V s nulovým vychýlením, ta činí 61,21 %. Nejvyšší výstupní výkon 26,2 W byl naměřen při napájecím napětí 15 V a vychýlení 5 mm. U tohoto nastavení obvodu se pohybujeme přesně na hranici možného dodávaného proudu s použitím USB PD, byl zde totiž proud $I_{in} = 3$ A.

2.7 Kryt pro vysílač a přijímač

Pro finální podobu vysílače i přijímače byly vymodelovány příslušné krabičky, které se dále zhotovily pomocí 3D tisku na tiskárně Prusa MK3S+ s použitým filamentem typu PLA. 3D model byl zhotoven za využití programu SolidWorks [52]. Mimo dvě krabičky byla vymodelována i spona složená ze dvou dílů, ta slouží k uchycení hliníkového chladiče na čtveřici tranzistorů Q1 až Q4 (dle schématu na obr. 2.1), které jsou součástí vysílače. Pro vnitřní pohled do sestaveného vysílače je přiložena fotografie obr. 2.15, druhý úhel pohledu je zobrazen v příloze F.1. Výsledné rozměry jsou 46 mm výška, 116 mm šířka a 86 mm hloubka. Po vytisknutí krabičky pro vysílač musel být otvor pro konektor USB-C dodatečně rozšířen. U krabičky vysílače je samotná vysílací cívka odsazena od vnějšího povrchu (tj. od vnější horní plochy) o 10 mm, tato vzdálenost byla určena na základě předešlých měření, kdy se při této vzdálenosti dosahovalo nejvyšších účinností (viz obr. 2.11). Na vnější vrchní straně krabičky vysílače byla též vymodelována značka v podobě kružnice, kam se má umístit přijímač. Tuto značku lze vidět na fotografii celého sestaveného vysílače F.2.



Obr. 2.15 Vnitřní uspořádání sestaveného vysílače, přední pohled.

Do krabičky přijímače byly též osazeny veškeré potřebné komponenty. Příjemací cívka je do vytisknutého krytu usazena na její spodní straně, přičemž je vynutí cívky zarovnáno se spodní hranou. Odsazení je tedy nulové. Výsledné rozměry jsou 38 mm výška, 116 mm šířka a 100 mm hloubka. Během modelování krabičky přijímače nebyl vytvořen otvor pro spínač, který slouží pro vyvolání vyšších výkonových úrovní. Otvor byl proto dodatečně vyvrtán do strany krabičky, kde jsou též osazeny výstupní konektory pro připojení testovací zátěže. Kompletní složený přijímač je na obr. 2.16.



Obr. 2.16 Sestavený přijímač, spodní pohled.

Pro otestování správného odsazení vysílací cívky a celkové funkčnosti vysílače byl na závěr proveden test bezdrátového nabíjení elektronické čtečky knih s přijímačem A.12. Čtečka se začala úspěšně nabíjet, testovací sestava je na obr. 2.17.



Obr. 2.17 Sestavený vysílač během nabíjení elektronické čtečky knih.

ZÁVĚR

Cílem této práce bylo navrhnout a sestavit bezdrátový vysílač kompatibilní se stávajícími zařízeními standardu Qi. V první části, tedy v kapitole 1, jsou do zkoumané teorie zahrnuty fyzikální vzorce, které popisují magnetické obvody. V dalších částech práce pak byla rozebrána teorie transformátorů, používané materiály, tvary, jejich vlastnosti a využití. V kapitole 1.3 byly popsány používané měniče, patří mezi ně topologie blokujícího, propustného a dvojčinného zdroje.

Poslední teoretickou kapitolou je zde rozbor dostupných nabíjecích stanic na trhu (kapitola 1.4), zde jsou shrnuty používané standardy pro nabíjení. U mobilních zařízení se můžeme setkat s např. technologií „AirFuel“ či se standardem Qi.

Druhá kapitola se zaměřuje na návrh a zkoumání vlastností vysílače a testovacího přijímače. Pro návrh vysílače byl použit dvojčinný měnič v provedení H-můstku. Pro vysílací i přijímací cívky byly využity kupované indukční s feritovou podložkou značky Würth elektronik. Přijímač je vybaven můstkovým usměrňovačem a DC-DC měničem. Vysílač i přijímač jsou osazeny mikrokontroléry, které mimo jiné zařizují komunikaci. Celé obvody jsou ve schématech na obr. 2.1, 2.2 a 2.4.

V rámci prvotního měření byly zkoumány parametry pro nastavení mikrokontrolérů, jedním z nich byla spínací frekvence, ta byla na základě výsledků (viz tabulka 2.2) určena na $f = 140,35$ kHz. Dalšími zkoumanými parametry byly citlivosti, zásadní pro zpracování komunikace mezi přijímačem a vysílačem. Vzhledem k významnému rušení snímaného proudu u vysílače bylo nutné tyto hodnoty nastavit na velmi vysoké úrovni. I přes použití dostupných řešení pro potlačení rušení způsobeným spínáním LC obvodu, nepovažuji navrženou komunikaci za spolehlivou, i když byla během testování funkční. Pro potenciální budoucí verze by byla řešena jiným způsobem.

V rámci testování vlastností vysílače bylo nejprve provedeno měření s LC přijímacím obvodem, a to se zátěží i bez. Nejvyšší měřené indukované napětí na prázdně bylo $U_{rms} = 60,57$ V, vyšší hodnoty jsou možné, jen nebyly měřeny kvůli limitaci maximálního dovoleného napětí na přijímacím rezonančním kondenzátoru. Při měření se zátěží byl nejdůležitější veličinou výstupní výkon a účinnost. Nejvyšší výstupní výkon byl $P_{out} = 27,91$ W při účinnosti $\eta = 78,16$ %. Za nejlepší výsledek ale pokládám stav, kdy byl měřen $P_{out} = 10,30$ W a účinnost $\eta = 92,13$ % se vzdáleností cívek $l = 10$ mm. Během měření s kupovaným přijímačem byl nejvyšší výstupní výkon $P_{out} = 0,5$ W při účinnosti $\eta = 12,51$ %. Z tohoto měření je zřejmé, že se vysílač nehodí pro nízké výkony, vyšších účinností se totiž dosahovalo u většího zatížení vysílače při měření s testovacím přijímačem. Během měření závislosti parametrů na vzdálenosti cívek byla nejvyšší účinnost $\eta = 62,41$ % s výstupním výkonem $P_{out} = 20,80$ W. Při měření závislosti parametrů na vychýlení cívek byla nejvyšší účinnost $\eta = 64,38$ % s výstupním výkonem $P_{out} = 26,60$ W.

Pro finální podobu vysílače a přijímače byly vytvořeny krabičky pomocí 3D tisku. Rozměry vysílače jsou 46 mm výška, 116 mm šířka a 86 mm hloubka. Rozměry přijímače pak 38 mm výška, 116 mm šířka a 100 mm hloubka.

Vysílač je vybaven konektorem USB-C, který slouží pro jeho napájení, zároveň se u vysílače aktivně využívá protokolu USB-PD.

LITERATURA

- [1] What is an Ideal transformer? SAINI, Manish. Tutorialspoint [online]. 2021, 18.8.2021 [cit. 2023-10-02]. Dostupné z: <https://www.tutorialspoint.com/what-is-an-ideal-transformer>
- [2] PATOČKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [3] Magnetické obvody. SEDLÁČEK, Jiří, Miloslav STEINBAUER a Petr DREXLER. VUT [online]. 2021 [cit. 2023-10-02]. Dostupné z: https://moodle.vut.cz/pluginfile.php/134552/mod_resource/content/4/index.html
- [4] Jak fungují věci [online]. Praha, 2007 [cit. 2023-10-02]. Dostupné z: https://dspace.cuni.cz/bitstream/handle/20.500.11956/13701/DPTX_2006_2_11320_NSZZ016_217119_0_43572.pdf?sequence=1&isAllowed=y. Diplomová práce. Univerzita Karlova v Praze. Vedoucí práce Peter Žilavý.
- [5] Magnetismy: černá magie, umění, nebo věda? NAVRÁTIL, Tomáš. Vývoj.HW.cz [online]. 2020 [cit. 2023-10-02]. Dostupné z: <https://vyvoj.hw.cz/magnetismy-cerna-magie-umeni-nebo-veda.html>
- [6] Different Types and Shapes of Ferrite Cores. In: Powerelectronicstalks [online]. 2018 [cit. 2023-10-02]. Dostupné z: <https://www.powerelectronicstalks.com/2018/11/ferrite-core-manufacturing-process.html>
- [7] The Tesla Coil. GLENN, Jim a Margaret CHENEY. PBS [online]. [2000] [cit. 2023-10-06]. Dostupné z: https://www.pbs.org/tesla/ins/lab_tescoil.html
- [8] Magnetické permeability neferomagnetických látek. In: Matematické, fyzikální a chemické tabulky [online]. Praha: Státní pedagogické nakladatelství Praha, 1989, s. 167-168 [cit. 2023-12-10]. Dostupné z: <https://www.scribd.com/document/326049790/Matematicke-Fyzikalni-a-Chemicke-Tabulky>
- [9] Würth Elektronik 760308100110. DigiKey [online]. 2017 [cit. 2023-10-06]. Dostupné z: <https://www.digikey.cz/en/products/detail/w%C3%BCrth-elektronik/760308100110/4841059>
- [10] Würth Elektronik. Katalogový list 760308110 [online]. 2017 [cit. 2023-10-06]. Dostupné z: <https://www.wel-online.com/components/products/datasheet/760308110.pdf>
- [11] Magnetizační křivka. ELUC [online]. [2015] [cit. 2023-10-06]. Dostupné z: <https://eluc.ikap.cz/verejne/lekce/459>
- [12] Download the Qi Specifications. Wireless power consortium [online]. 2021 [cit. 2023-10-29]. Dostupné z: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/media/rwfpapjq/qi-v13-public.zip>
- [13] POKORNÝ, Josef. Bezdrátová nabíjecí stanice [online]. Brno, 2018 [cit. 2023-10-07]. Dostupné z:

- https://www.vut.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=171184.
Diplomová práce. VUT. Vedoucí práce Jiří Janoušek.
- [14] Impulzní zdroje a měniče I. - Přehled topologií impulzních zdrojů (s galvanickým oddělením). KOBRLE, Daniel. Danyk [online]. [cit. 2023-10-15]. Dostupné z: <https://danyk.cz/zdroje.html>
- [15] Here is why Gate-Drive Transformers are sometimes essential! | MOSFET Driver Part 2 (Potential-free) [online]. 2021, 2021 [cit. 2023-10-15]. Dostupné z: <https://www.youtube.com/watch?v=B7Eqr2M-Iw>
- [16] New SAE Wireless Charging standard is EV game-changer. SHUTTLEWORTH, JENNIFER. SAE [online]. 2020 [cit. 2023-10-28]. Dostupné z: <https://www.sae.org/news/2020/10/new-sae-wireless-charging-standard-is-ev-game-changer>
- [17] SAE TIR J2954/2 Paves the Way for Heavy-Duty EV Charging Without a Plug & Static and Dynamic Wireless Power Transfer. SAE [online]. 2022 [cit. 2023-10-28]. Dostupné z: <https://www.sae.org/news/press-room/2022/12/sae-2022-j2954-2>
- [18] Alliance for Wireless Power and Power Matters Alliance Join Forces. Prnewswire [online]. 2014 [cit. 2023-10-28]. Dostupné z: <https://www.prnewswire.com/news-releases/alliance-for-wireless-power-and-power-matters-alliance-join-forces-244867951.html>
- [19] AirFuel [online]. 2021 [cit. 2023-10-28]. Dostupné z: <https://airfuel.org/>
- [20] Electromagnetic field as the wireless transporter of energy [online]. VALTCHEV, Stanimir, Elena BAIKOVA a Luis JORGE. 2012 [cit. 2023-10-28]. Dostupné z: <https://doiserbia.nb.rs/img/doi/0353-3670/2012/0353-36701203171V.pdf>
- [21] History of the Qi Specifications. Wireless power consortium [online]. 2023 [cit. 2023-10-29]. Dostupné z: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/knowledge-base/specifications/history-of-the-qi-specifications/>
- [22] How Qi Works. *Wireless power consortium* [online]. 2012, 7.6.2017 [cit. 2023-10-29]. Dostupné z: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/knowledge-base/magnetic-induction/how-qi-works/>
- [23] CubeNest S312 Pro Space Grey Bezdrátová magnetická nabíječka 3v1 s podporou uchycení MagSafe. Alza [online]. c1994-2023 [cit. 2023-11-02]. Dostupné z: <https://www.alza.cz/cubenest-s312-pro-space-grey-bezdratova-magneticka-nabijecka-3v1-s-podporou-uchyceni-magsafe-d7919848.htm#popis>
- [24] Wireless Charging Platform. Tesla shop [online]. c2023 [cit. 2023-11-02]. Dostupné z: <https://shop.tesla.com/product/wireless-charging-platform>
- [25] UTS-1 Invisible wireless charger. Kew labs [online]. c2023 [cit. 2023-11-02]. Dostupné z: <https://www.kewlabstech.com/product/uts-1-invisible-wireless-charger/>
- [26] HC5703C. Szlwtech [online]. [cit. 2023-11-02]. Dostupné z: <https://www.szlwtech.com/chargingIC/hc5703.html>
- [27] HC5703C. In: Szlwtech [online]. 2018 [cit. 2023-11-02]. Dostupné z: <https://www.szlwtech.com/uploads/allimg/190917/1-1Z91G03G6105.jpg>

- [28] TDK. Katalogový list C4532NP02J473J320KA [online]. 2021 [cit. 2024-03-15]. Dostupné z: https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/ceramic/mlcc/catalog/mlcc_commercial_hightemp_en.pdf
- [29] Syfer / Knowles COG, NP0, & X7R Non-Magnetic MLC Capacitors. Mouser [online]. 2022, 2023-09-07 [cit. 2024-03-15]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/new/syfer/syfer-non-magnetic-mlc-capacitors/>
- [30] Kemet. Katalogový list R76UI22205050J [online]. 2023 [cit. 2024-03-15]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/447/KEM_F3034_R76-3317004.pdf
- [31] Autodesk. Eagle [software]. Verze 7.7.0. 2016 [cit. 2023-11-03]. Dostupné z: <http://eagle.autodesk.com/eagle/software-versions/1>
- [32] STMicroelectronics. Katalogový list STDRIVEG600 [online]. 2021 [cit. 2023-11-03]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/389/stdriveg600-2450280.pdf>
- [33] STMicroelectronics. Katalogový list EVSTDRIVEG600DG [online]. 2021 [cit. 2024-03-15]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/data_brief/evstdriveg600dg.pdf
- [34] STMicroelectronics. Katalogový list EVSTDRIVEG60015 [online]. 2023 [cit. 2024-03-15]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/data_brief/evstdriveg60015.pdf
- [35] STMicroelectronics. Katalogový list EVSTDRIVEG600DM [online]. 2021 [cit. 2024-03-15]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/data_brief/evstdriveg600dm.pdf
- [36] Infineon. Katalogový list BSC500N20NS3GATMA1 [online]. 2023 [cit. 2023-03-15]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon_BSC500N20NS3_G_DataSheet_v02_01_EN-3360765.pdf
- [37] Microchip. Katalogový list MCP601/1R/2/3/4 [online]. 2007 [cit. 2023-11-03]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/268/21314g-2449592.pdf>
- [38] STMicroelectronics. Katalogový list LD1086DT33TR [online]. 2017 [cit. 2023-03-15]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/389/ld1086-1849463.pdf>
- [39] WCH. Katalogový list CH224K [online]. [cit. 2023-11-03]. Dostupné z: https://components101.com/sites/default/files/component_datasheet/WCH_CH224K_ENG.pdf
- [40] Atmel. Katalogový list ATmega328P [online]. 2015 [cit. 2023-11-03]. Dostupné z: https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-7810-Automotive-Microcontrollers-ATmega328P_Datasheet.pdf
- [41] Draw.io [online]. c2005-2023 [cit. 2023-11-03]. Dostupné z: <https://app.diagrams.net/>
- [42] Würth Elektronik. Katalogový list 760308102210 [online]. 2022 [cit. 2023-11-04]. Dostupné z: <https://www.w-e-online.com/components/products/datasheet/760308102210.pdf>

- [43] Würth Elektronik. Katalogový list 760308201 [online]. 2022 [cit. 2023-11-04]. Dostupné z: <https://www.wonline.com/components/products/datasheet/760308201.pdf>
- [44] Kemet. Katalogový list C1812C154J1GACTU a C1812C104J1GACTU [online]. 2023 [cit. 2024-03-15]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/447/KEM_C1003_C0G_SMD-3316496.pdf
- [45] Boost-buck step up/down modul solárního napájení - nastavitelný DC-DC XL6009. Drátek [online]. [c2023] [cit. 2023-11-04]. Dostupné z: <https://dratek.cz/arduino/1752-boost-buck-step-up-down-modul-solarniho-napajeni-nastavitelny-dc-dc-xl6009.html>
- [46] Diodes Incorporated. Katalogový list SDT5A50SA-13 [online]. 2018 [cit. 2024-03-11]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/115/DIOD_S_A0006646692_1-2542970.pdf
- [47] Infineon. Katalogový list IRFZ44NSTR LPBF [online]. 2004 [cit. 2024-03-11]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon_IRFZ44NS_DataSheet_v01_01_EN-3363127.pdf
- [48] STMicroelectronics. Katalogový list LD1086DT50TR [online]. 2017 [cit. 2024-03-15]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/389/ld1086-1849463.pdf>
- [49] Atmel. Katalogový list ATtiny85 [online]. 2013 [cit. 2023-11-04]. Dostupné z: https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/atmel-2586-avr-8-bit-microcontroller-attiny25-attiny45-attiny85_datasheet.pdf
- [50] JLCPCB. JLCPCB [online]. c2024 [cit. 2024-03-16]. Dostupné z: <https://jlcpcb.com/>
- [51] ATORCH. Katalogový list ATORCH-DL24 [online]. 2022 [cit. 2024-03-30]. Dostupné z: <https://dratek.cz/docs/produkty/1/1644/1653542655.pdf>
- [52] Dassault Systèmes. SolidWorks [software]. Verze Education Edition 2023 SP5.0 [cit. 2024-04-06]. Dostupné z: <https://www.vut.cz/intra/vut-software/solidworks-d106464>

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

WPC	Wireless power consortium
USB	Universal seriál bus
PD	Power delivery
SS	Stejnoseměrný
Tol.	Tolerance
WPT	Wireless power transfer
DPS	Deska plošných spojů
Šp	Špička
DC	Direct current
UART	Universal asynchronous receiver-transmitter
MLCC	Multi layer ceramic capacitor
LDO	Low dropout
ADC	Analog to digital converter
OZ	Operační zesilovač

Symboly:

P	výkon	(W)
U	napětí	(V)
Ψ	spřažený magnetický indukční tok	(Wb)
t	čas	(s)
L	indukčnost	(H)
Φ	magnetický indukční tok	(Wb)
I	proud	(A)
M	vzájemná indukčnost	(H)
k	činitel vazby	(-)
M	magnetizace	(A/m)
μ_0	permeabilita vakua	(H/m)
μ_r	relativní permeabilita	(-)
B	magnetická indukce	(T)
H	intenzita magnetického pole	(A/m)
U_m	magnetické napětí	(A)
l	délka	(m)
S	obsah	(m ²)
f	frekvence	(Hz)
Q	činitel jakosti	(-)
T	termodynamická teplota	(K)

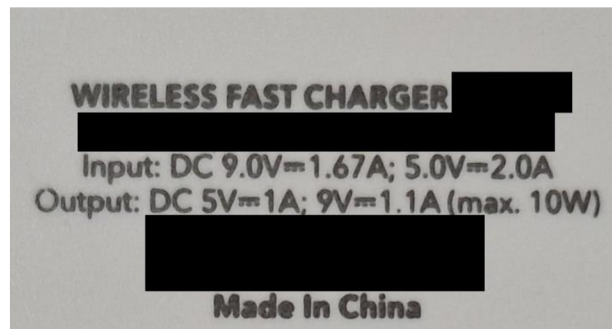
R	elektrický odpor	(Ω)
C	kapacita	(F)
ω	úhlový kmitočet	(s^{-1})
s	dráha/vzdálenost	(m)
S	střída	(-)
R_{th}	tepelný odpor	(K/W)

SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA A - FOTOGRAFIE A NAMĚŘENÉ HODNOTY PRO KUPOVANOU NABÍJEČKU.	71
PŘÍLOHA B - ZDROJOVÉ KÓDY PRO VLASTNÍ VYSÍLAČ A PŘIJÍMAČ	77
PŘÍLOHA C - DPS VYSÍLAČE A PŘIJÍMAČE	81
PŘÍLOHA D - OSCILOSKOPICKÉ SNÍMKY Z MĚŘENÍ VLASTNÍHO VYSÍLAČE A PŘIJÍMAČE.....	82
PŘÍLOHA E - NAMĚŘENÉ HODNOTY PRO VLASTNÍ VYSÍLAČ A PŘIJÍMAČ	91
PŘÍLOHA F - FOTOGRAFIE SESTAVENÉHO VYSÍLAČE A PŘIJÍMAČE.....	97

Příloha A - Fotografie a naměřené hodnoty pro kupovanou nabíječku

A.1 Uváděné hodnoty na zadní straně kupované nabíječky



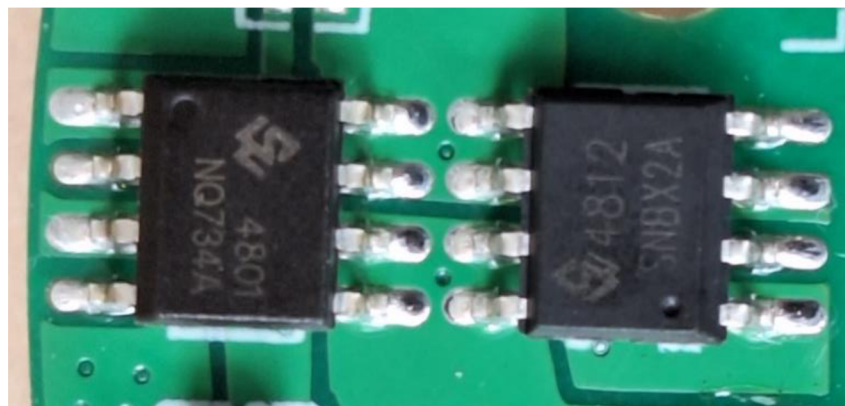
A.2 Vysílací cívka a zadní strana DPS kupované nabíječky



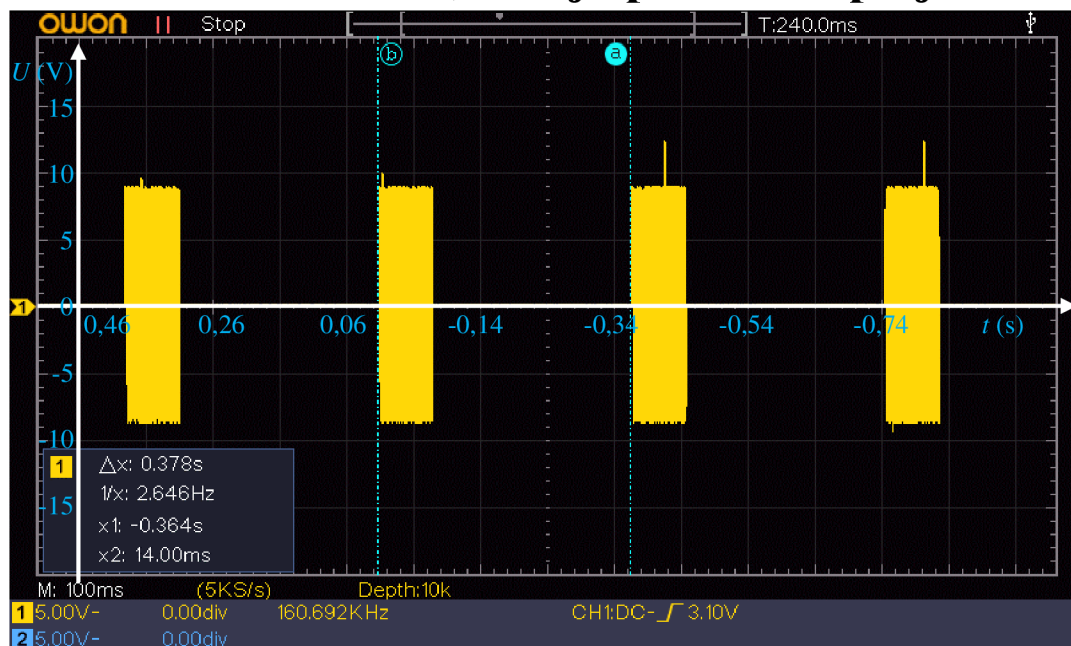
A.3 Detail na použitý čip LM324A v kupované nabíječce



A.4 Detail na použité čipy SN8X2A a NQ734A v kupované nabíječce

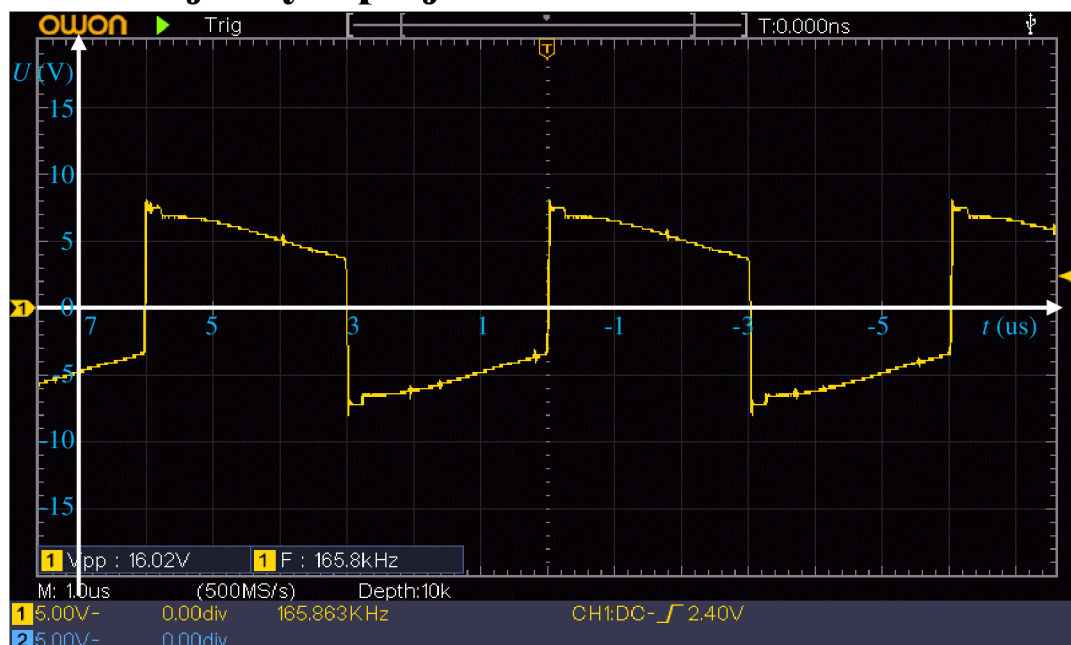


A.5 Perioda detekce, zda je přítomen přijímač



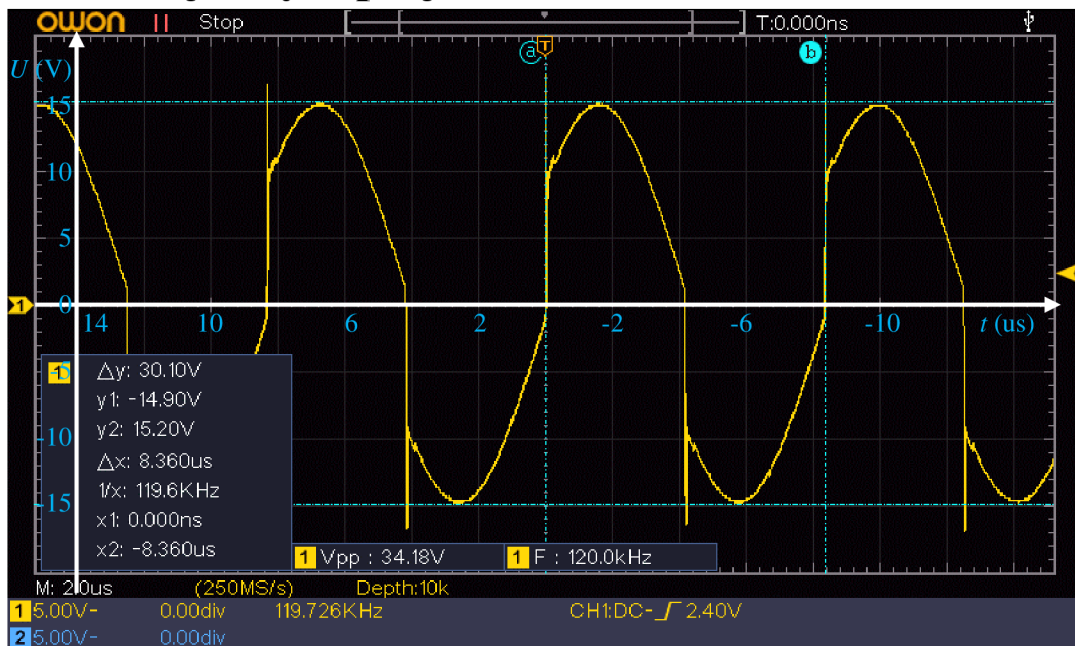
Sonda osciloskopu byla připojena na vysílací LC obvod kupované nabíječky, perioda detekcí byla zjištěna pomocí kurzorů, ta je $T = 14$ ms.

A.6 Průběh napětí na LC obvodu kupované nabíječky s přijímačem v těsné blízkosti



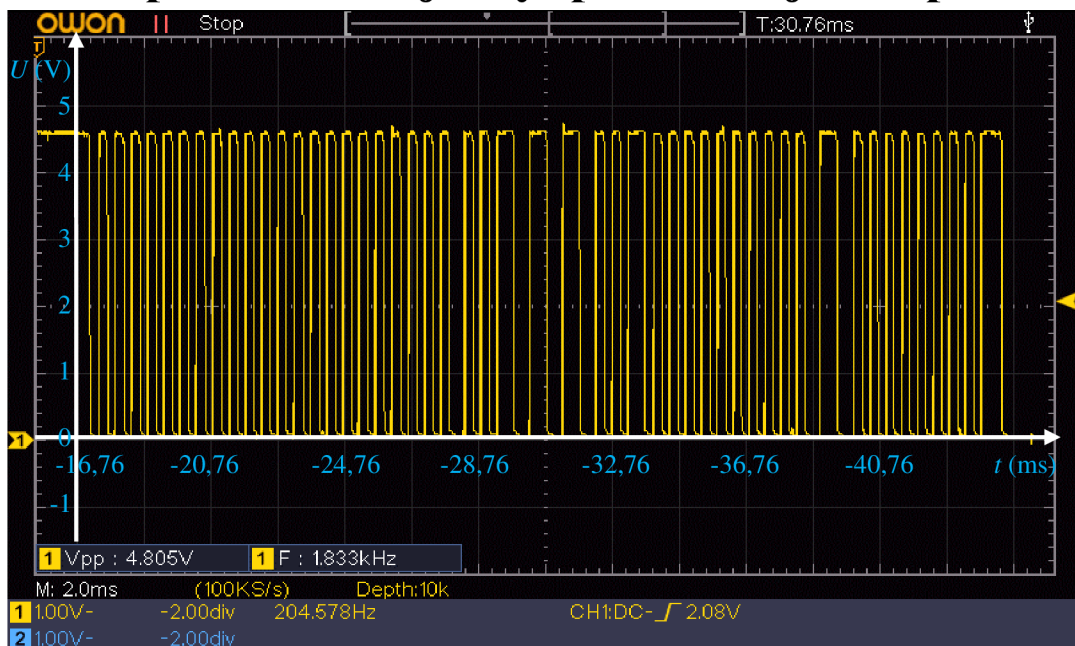
Během měření byl přijímač zatížen výkonem $P = 1,14$ W. Pomocí měřící funkce byla zjištěna frekvence $f = 165,8$ kHz a napětí špička-špička $U_{pp} = 16,02$ V.

A.7 Průběh napětí na LC obvodu kupované nabíječky s přijímačem ve vzdálenosti 1 cm



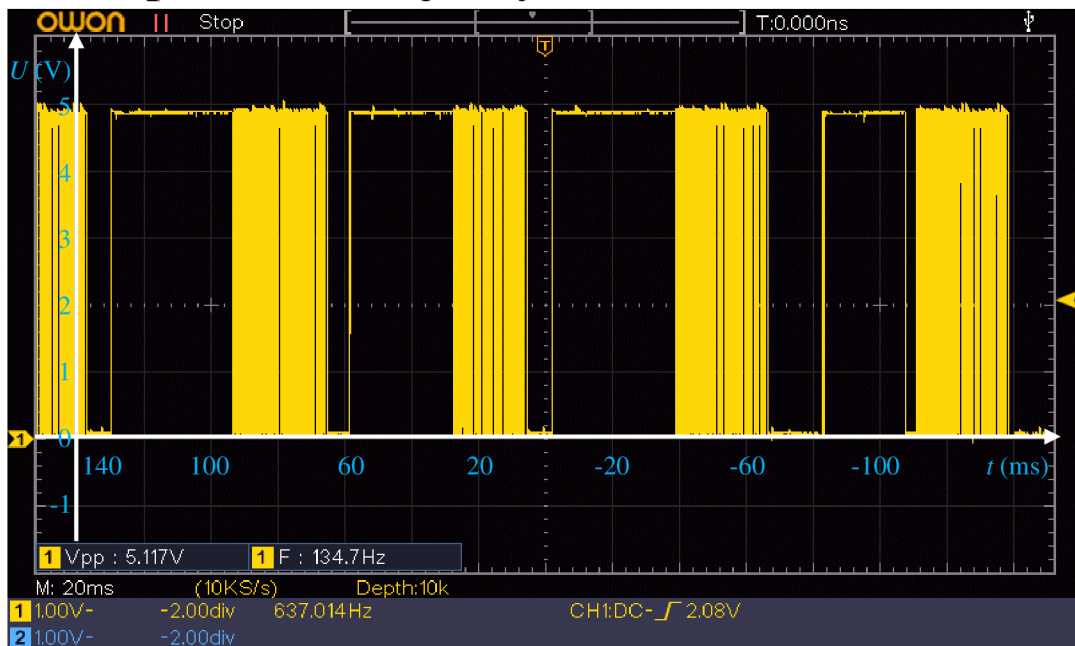
Během měření byl přijímač zatížen výkonem $P = 1,14$ W. Pomocí kurzorů byla zjištěna frekvence $f = 119,6$ kHz a napětí špička-špička $U_{pp} = 30,10$ V.

A.8 Napětí na komunikačním pinu CODE1 kupované nabíječky, přiblížen jeden paket



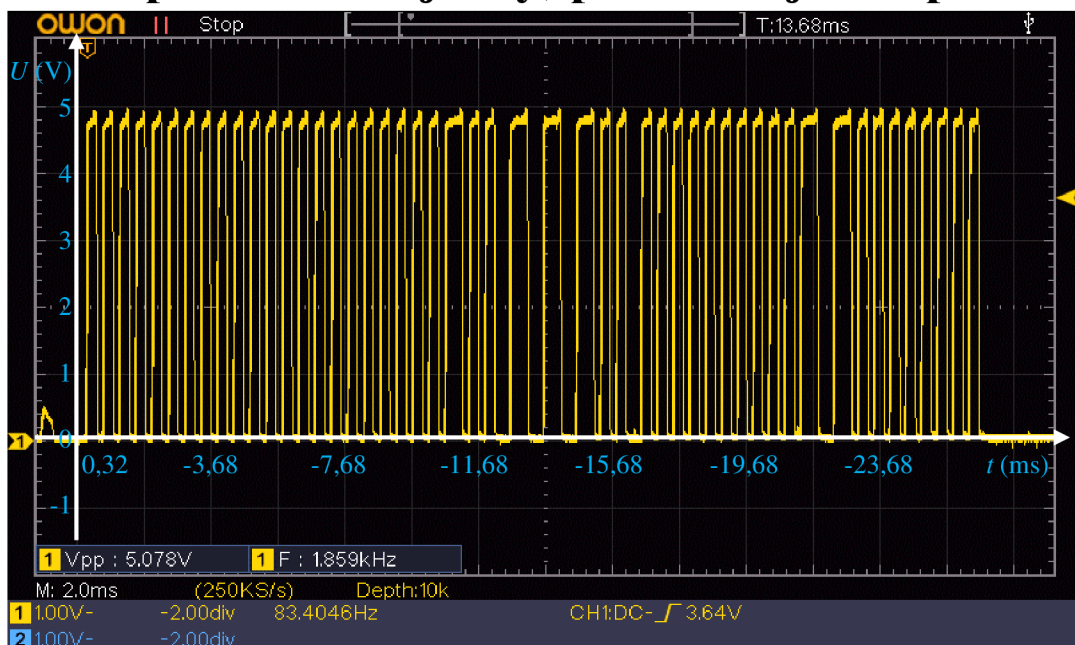
Napětí komunikačního pinu nabývá napětí 0 V a 4,805 V. V rámci prvních 2 ms se napěťová úroveň změnila 7krát. Celková doba komunikace je cca 28 ms.

A.9 Napětí na komunikačním pinu CODE1 kupované nabíječky



Komunikace mezi vysílačem a přijímačem probíhá vždy v periodě $T = 80$ ms.

A.10 Napětí na komunikačním pinu CODE2 kupované nabíječky, přiblížen jeden paket



Napětí komunikačního pinu nabývá napětí 0 V a 5 V. V rámci prvních 2 ms se napěťová úroveň změnila 7krát. Celková doba komunikace je cca 27 ms.

A.11 Kupovaný přijímač s USB-C



A.12 Kupovaný přijímač s micro USB



Příloha B - Zdrojové kódy pro vlastní vysílač a přijímač

B.1 Zdrojový kód vysílače

```
long napeti_1023;           //odebíraný proud, převeden na napětí
long hodnota_pred;         //předchozí hodnota odebíraného proudu
bool HPWR;                 //přepnutí vysílače do výkonového módu

int citlivost = 50;        //citlivost pro vychýlení odebíraného proudu
int f_citlivost = 400;     //citlivost pro vrácení proudu do původní hodnoty
int pocet_cteni = 100;
int stav = 0;              //výkonový stav
int stav_pred = stav;      //předešlý výkonový stav

void setup() {
  pinMode (9, OUTPUT);     //sig a inv_sig
  pinMode (3, OUTPUT);

  pinMode (6, OUTPUT);     //USB PD - ovládání napětí
  pinMode (7, OUTPUT);
  pinMode (8, OUTPUT);

  pinMode (2, INPUT);      //HPWR mód
  pinMode (5, OUTPUT);     //vypnutí čipů STDRIVEG600TR

  attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(2),      zmena_nap,      CHANGE);
  //okamžité snížení výkonu na minimum

  digitalWrite (5, HIGH);   //STDRIVEG600TR vždy zapnutý

  //nastavení časovačů
  TCCR1A = 0;
  TCCR1B = 0;
  TCCR1A |= (1 << WGM11) | (1 << COM1A1) | (1 << COM1B1);
  TCCR1B |= (1 << CS10) | (1 << WGM12) | (1 << WGM13);
  ICR1 = 56;               //top
  OCR1A = 27;              //šířka pulzu

  TCCR2A = 0;
  TCCR2B = 0;
  TCCR2A |= (1 << COM2A1) | (1 << COM2B1) | (1 << WGM21) | (1 << WGM20);
  TCCR2B |= (1 << CS20) | (1 << WGM22);
  OCR2A = 56;              //top
  OCR2B = 26;              //šířka pulzu

  TCNT1 = 26;              //otočení fáze
  TCNT2 = 0;

}

void loop() {
  prumer();                //zavolání funkce pro průměr
```

```

HPWR = digitalRead(2);           //čtení zda je zapnut výkonový režim

if (HPWR == LOW) {

    komunikace();                //zavolání funkce pro komunikaci

    if (stav_pred != stav) {
        if (stav == 1) {        // 12 V
            digitalWrite (6, LOW);
            digitalWrite (7, HIGH);
            digitalWrite (8, LOW);
            OCR1A = 27;
            OCR2B = 26;
            citlivost = 300;     //změna citlivostí pro další stavy
            f_citlivost = 200;
        }
        else if (stav == 2) {   // 15 V
            digitalWrite (6, LOW);
            digitalWrite (7, HIGH);
            digitalWrite (8, HIGH);
            OCR1A = 27;
            OCR2B = 26;
        }
        else if (stav == 3) {   // 20 V
            digitalWrite (6, LOW);
            digitalWrite (7, LOW);
            digitalWrite (8, HIGH);
            OCR1A = 27;
            OCR2B = 26;
        }
        else {                  // 9 V
            stav = 0;
            digitalWrite (6, LOW);
            digitalWrite (7, LOW);
            digitalWrite (8, LOW);
            OCR1A = 27;
            OCR2B = 26;
            citlivost = 50;     //základní citlivosti
            f_citlivost = 400;
        }
        stav_pred = stav;
        delay(5000);          //zpoždění pro ustálení vysílače v novém stavu
    }
}

else {                          // 9 V při střídě 19,6 %, vypnut výkonový režim
    digitalWrite (6, LOW);
    digitalWrite (7, LOW);
    digitalWrite (8, LOW);
    OCR1A = 11;
    OCR2B = 10;
}
}

```

```

void zmena_nap() { //okamžité snížení výkonu na minimum
    stav = 0;
    digitalWrite (6, LOW);
    digitalWrite (7, LOW);
    digitalWrite (8, LOW);
    OCR1A = 11;
    OCR2B = 10;
}

void prumer() {
    hodnota_pred = napeti_1023;

    napeti_1023 = 0;
    for (int citac = 0; citac < pocet_cteni; citac++) {
        napeti_1023 = napeti_1023 + analogRead(A0);
    }
    napeti_1023 = napeti_1023 / pocet_cteni;
}

void komunikace() {
    //vychýlil se proud dostatečně?
    if ((napeti_1023 > hodnota_pred + citlivost) || (napeti_1023 <
hodnota_pred - citlivost)) {
        delay(100);
        napeti_1023 = 0;
        for (int citac = 0; citac < pocet_cteni; citac++) {
            napeti_1023 = napeti_1023 + analogRead(A0);
        }
        napeti_1023 = napeti_1023 / pocet_cteni;

        //zůstal proud dostatečně vychýlen?
        if ((napeti_1023 > hodnota_pred + citlivost) || (napeti_1023 <
hodnota_pred - citlivost)) {
            delay(1000);
            napeti_1023 = 0;
            for (int citac = 0; citac < pocet_cteni; citac++) {
                napeti_1023 = napeti_1023 + analogRead(A0);
            }
            napeti_1023 = napeti_1023 / pocet_cteni;

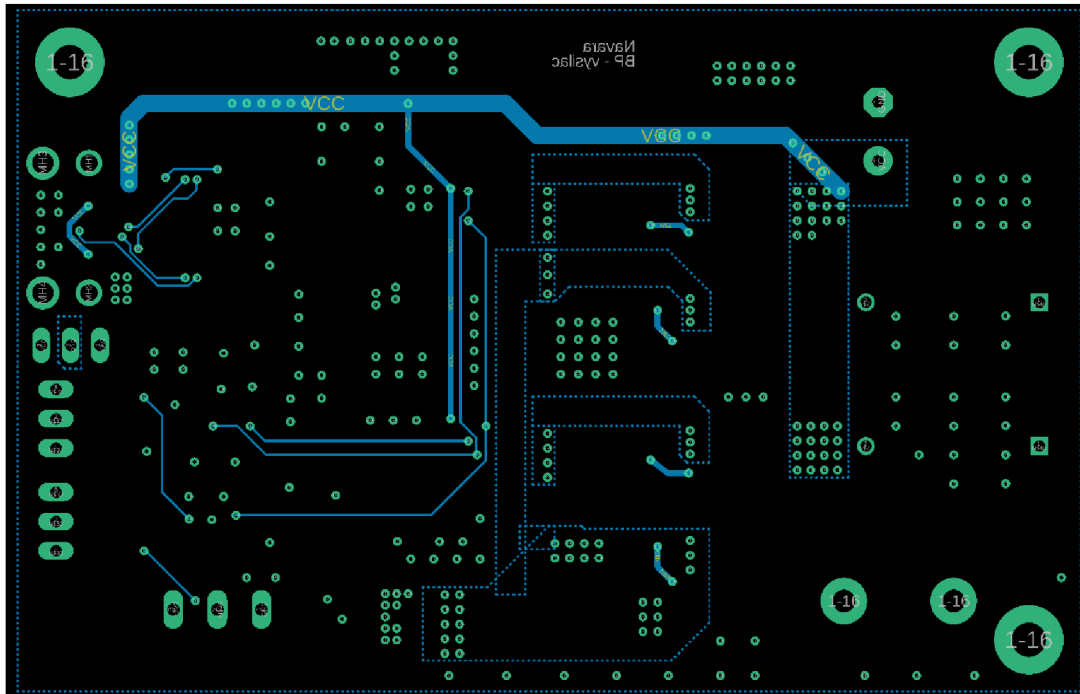
            //vrátil se proud do své původní velikosti?
            if ((napeti_1023 <= hodnota_pred + f_citlivost) && (napeti_1023
>= hodnota_pred - f_citlivost)) {
                stav_pred = stav;
                stav++; //zvýšení stavu při krátkém stisknutí tlačítka
přijímače
            }
            //pokud se nevrátil, je stále dostatečně vychýlen?
            else if ((napeti_1023 > hodnota_pred + citlivost) || (napeti_1023
< hodnota_pred - citlivost)) {
                delay(1000);
                napeti_1023 = 0;
                for (int citac = 0; citac < pocet_cteni; citac++) {
                    napeti_1023 = napeti_1023 + analogRead(A0);
                }
                napeti_1023 = napeti_1023 / pocet_cteni;

                //vrátil se proud do své původní velikosti?
                if ((napeti_1023 <= hodnota_pred + f_citlivost) && (napeti_1023

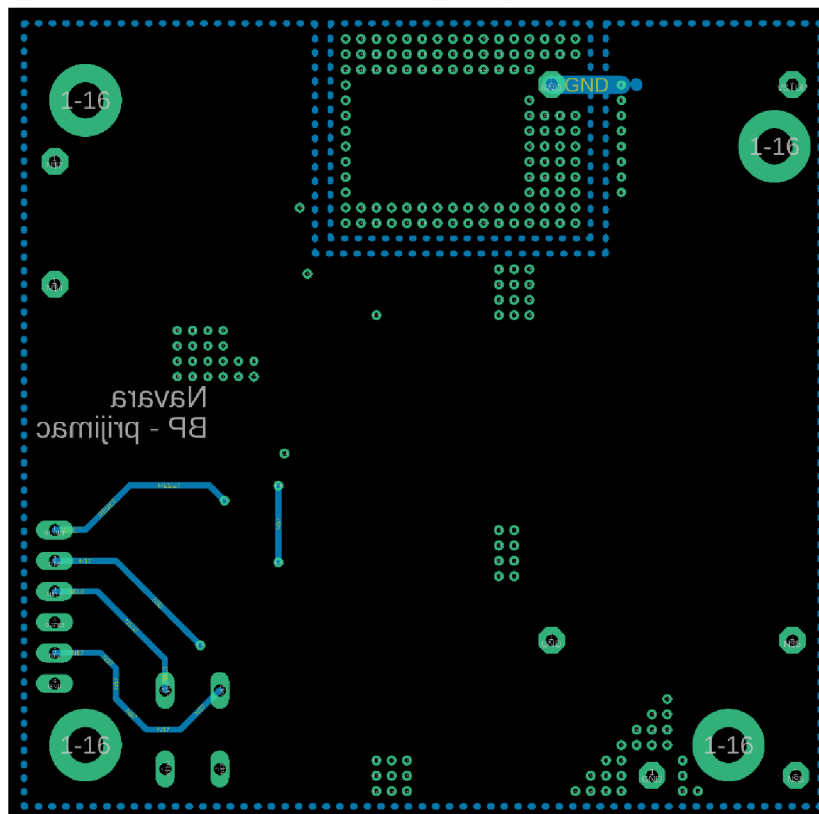
```


Příloha C - DPS vysílače a přijímače

C.1 Spodní strana DPS vysílače

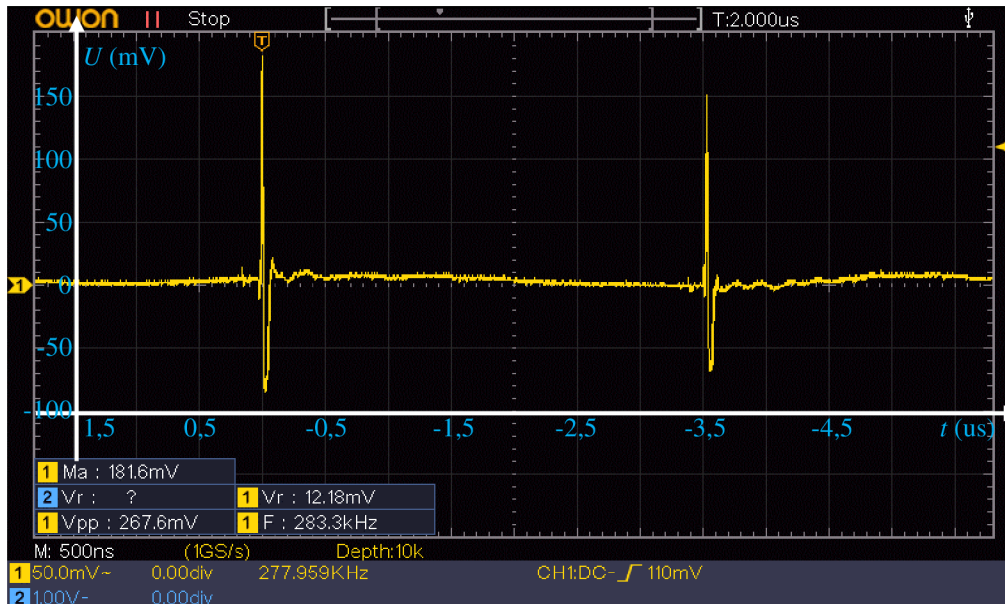


C.2 Spodní strana DPS přijímače



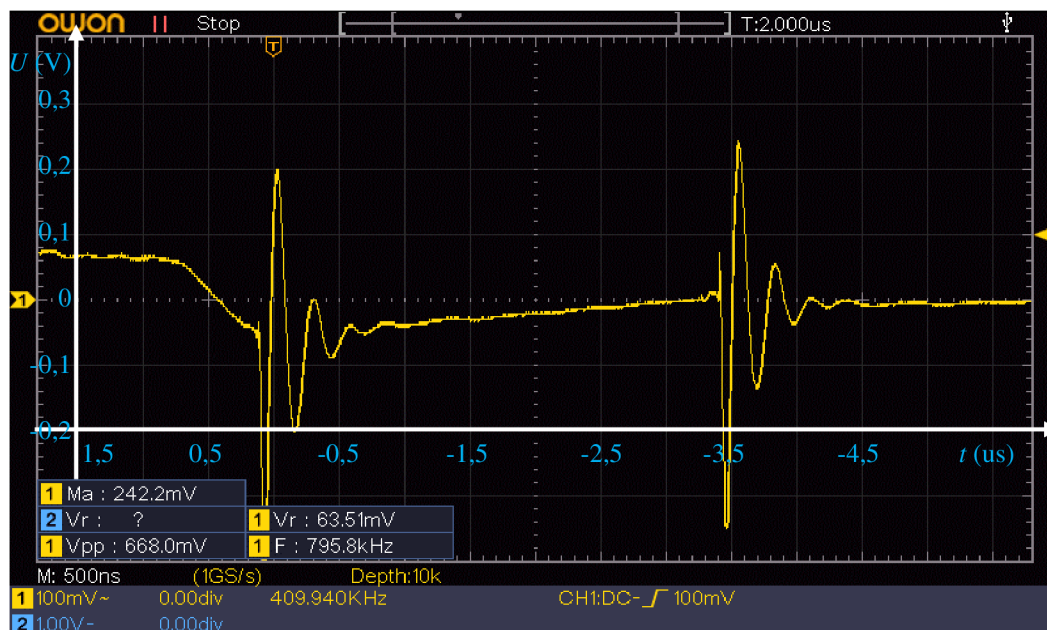
Příloha D - Osciloskopické snímky z měření vlastního vysílače a přijímače

D.1 3,3V větev vysílače v čase, se zátěží



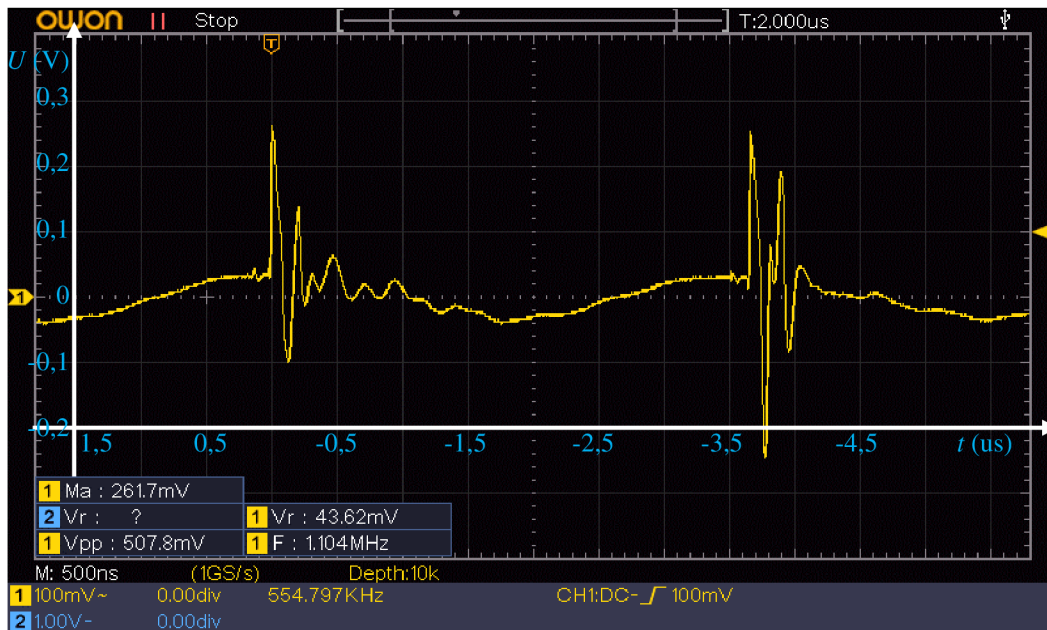
Během měření bylo vstupní napětí $U_{in} = 9$ V a proud $I_{in} = 0,6$ A. Vysílač byl zatížen. Na kanálu 1 byla nastavena AC vazba. Byl zjištěn rozkmit 3,3V větve $U_{pp} = 267,6$ mV.

D.2 Napájecí napětí vysílače v čase, se zátěží



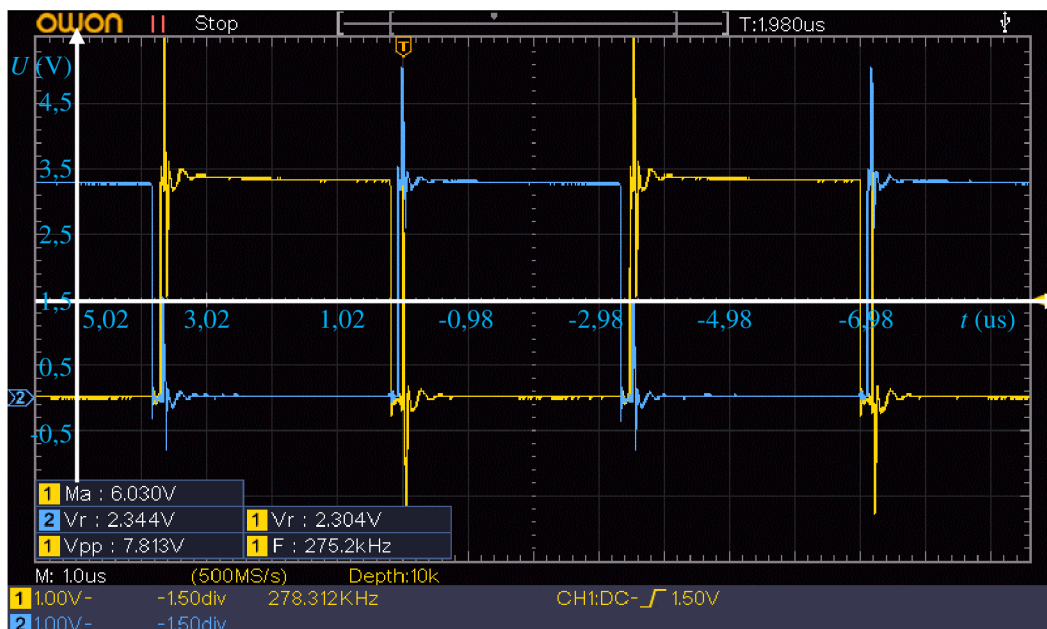
Během měření bylo vstupní napětí $U_{in} = 9$ V a proud $I_{in} = 0,6$ A. Vysílač byl zatížen. Na kanálu 1 byla nastavena AC vazba. Byl zjištěn rozkmit napájení $U_{pp} = 668$ mV.

D.3 3,3V větev vysílače v čase, bez zátěže



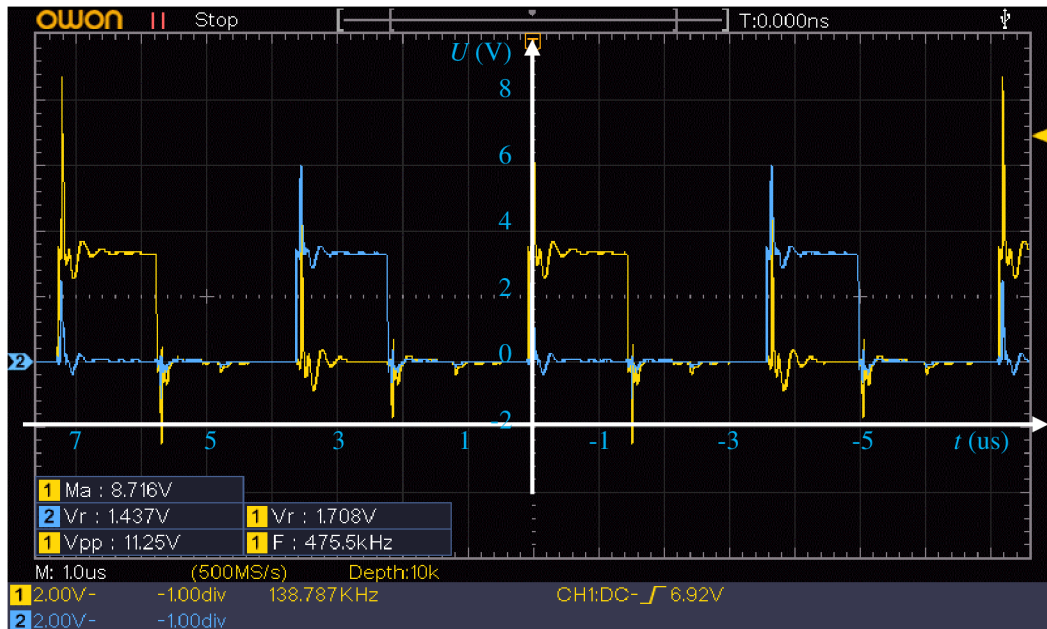
Během měření bylo vstupní napětí $U_{in} = 9\text{ V}$ a proud $I_{in} = 0,6\text{ A}$. Vysílač nebyl zatížen. Na kanálu 1 byla nastavena AC vazba. Byl zjištěn rozkmit 3,3V větve $U_{pp} = 507,8\text{ mV}$.

D.4 Řídící signály SIG (CH1) a INV_SIG (CH2) v čase



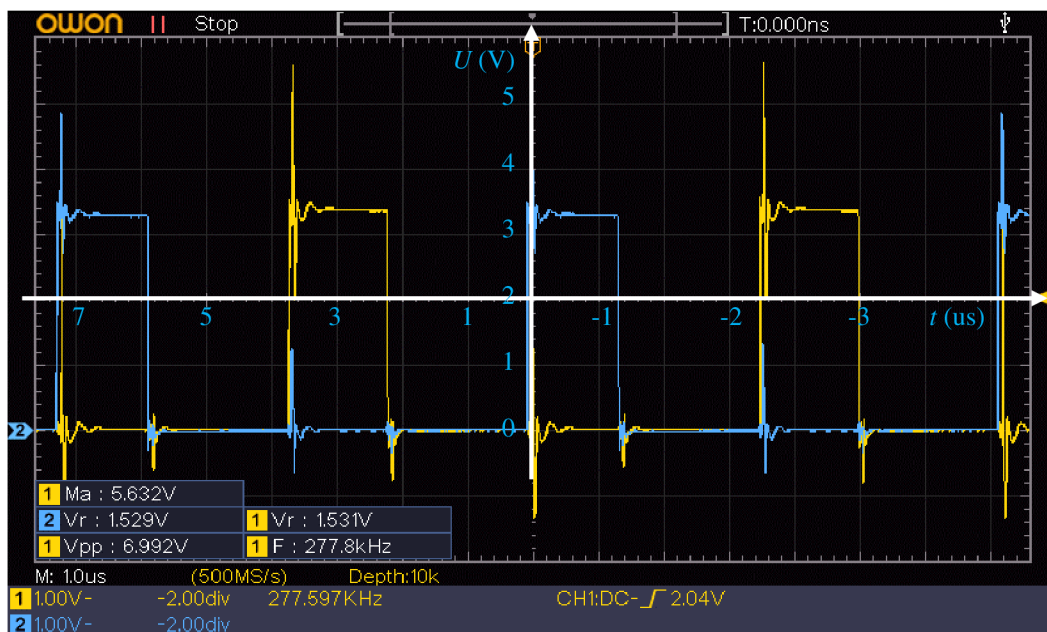
Signály SIG (žlutá) i INV_SIG (modrá) mají nastavenou střihu $S = 48,2\%$. Odečtená frekvence je $f = 139\text{ kHz}$ (perioda $T = 7,2\text{ }\mu\text{s}$). Z průběhů je viditelné správné nastavení „dead-time“.

D.5 Řídicí signály SIG (CH1) a INV_SIG (CH2) v čase, bez zátěže



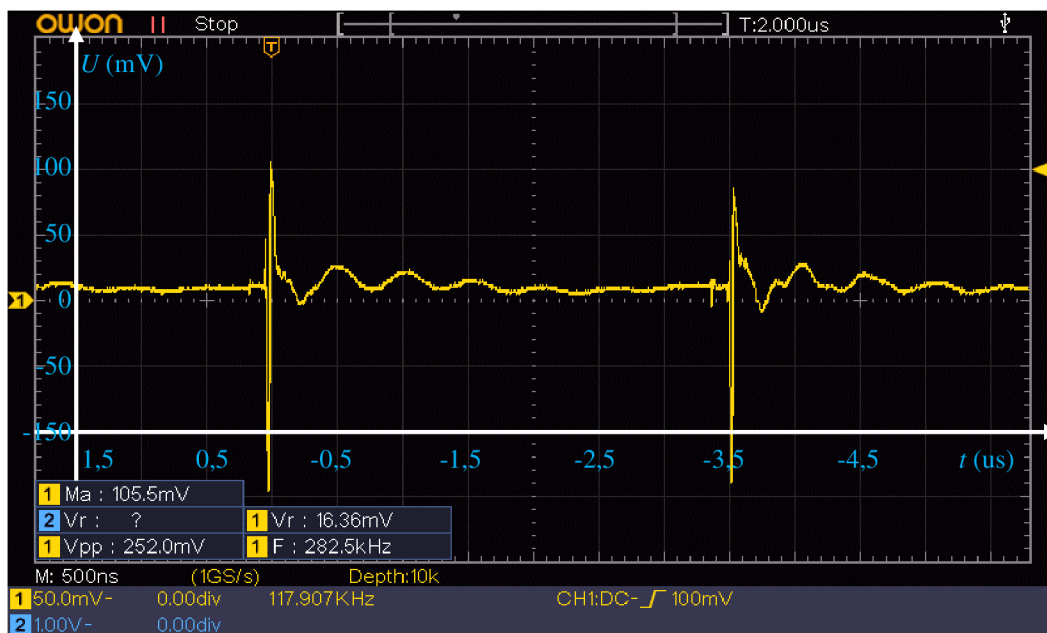
Signály SIG (žlutá) i INV_SIG (modrá) mají nastavenou střihu $S = 19,6\%$. Odečtená frekvence je $f = 139\text{ kHz}$. Jsou zde viditelné překmity až $U_{peak} = 8,716\text{ V}$.

D.6 Řídicí signály SIG (CH1) a INV_SIG (CH2) v čase, se zátěží



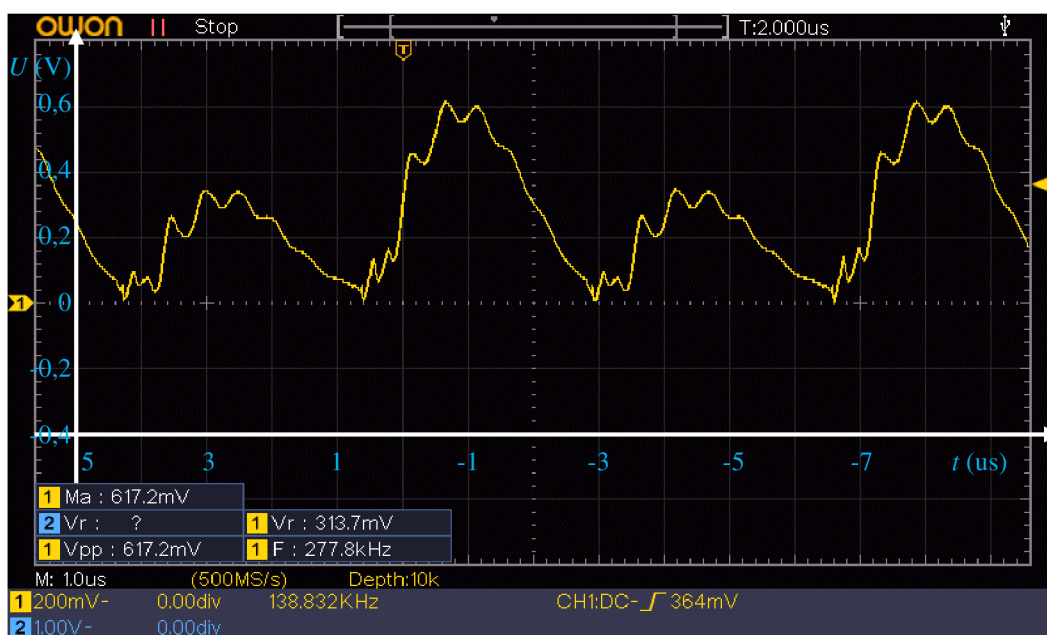
Signály SIG (žlutá) i INV_SIG (modrá) mají nastavenou střihu $S = 19,6\%$. Je patrné, že po přiložení zátěže na vysílač se překmity snížily, a to na $U_{peak} = 5,632\text{ V}$.

D.7 Závislost vstupního napětí OZ na čase, se zátěží



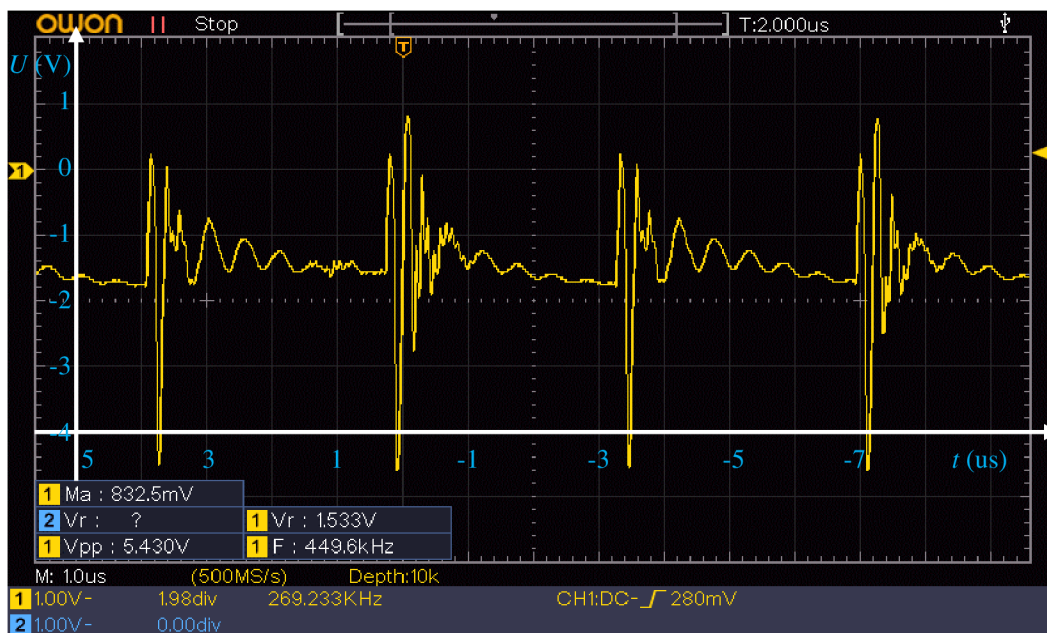
Během měření bylo napájecí napětí $U_{in} = 9 \text{ V}$ a vstupní proud $I_{in} = 0,6 \text{ A}$. Vysílač byl zatížen. Na měřeném napětí jsou viditelné kmity s $U_{pp} = 252 \text{ mV}$.

D.8 Závislost výstupního napětí OZ na čase, se zátěží



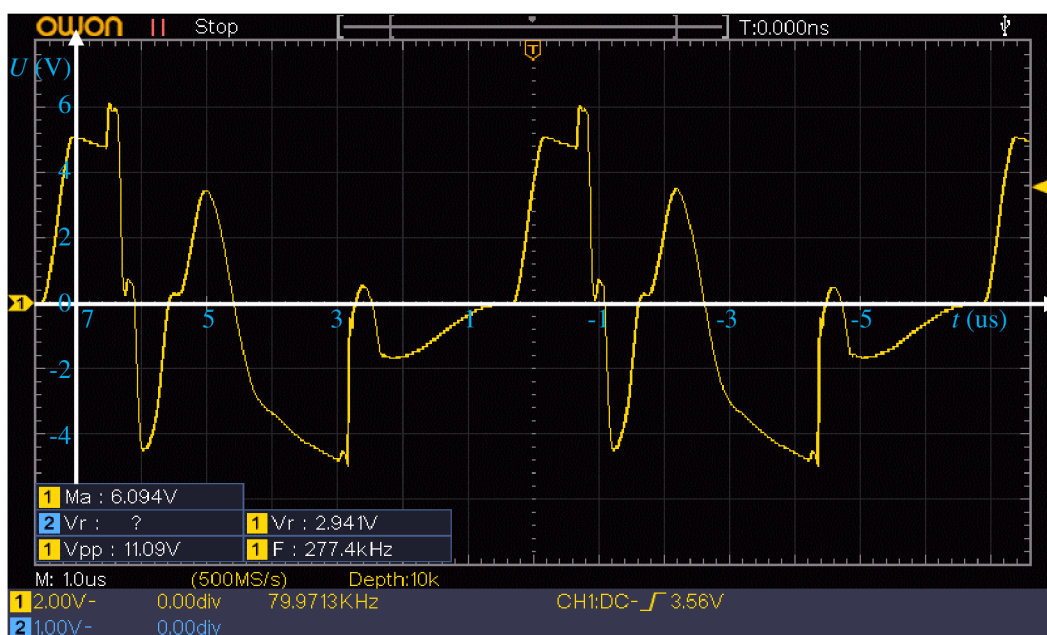
Během měření bylo napájecí napětí $U_{in} = 9 \text{ V}$ a vstupní proud $I_{in} = 0,6 \text{ A}$. Vysílač byl zatížen. Na měřeném napětí jsou viditelné kmity s $U_{pp} = 617,2 \text{ mV}$.

D.9 Závislost výstupního napětí OZ na čase, bez zátěže



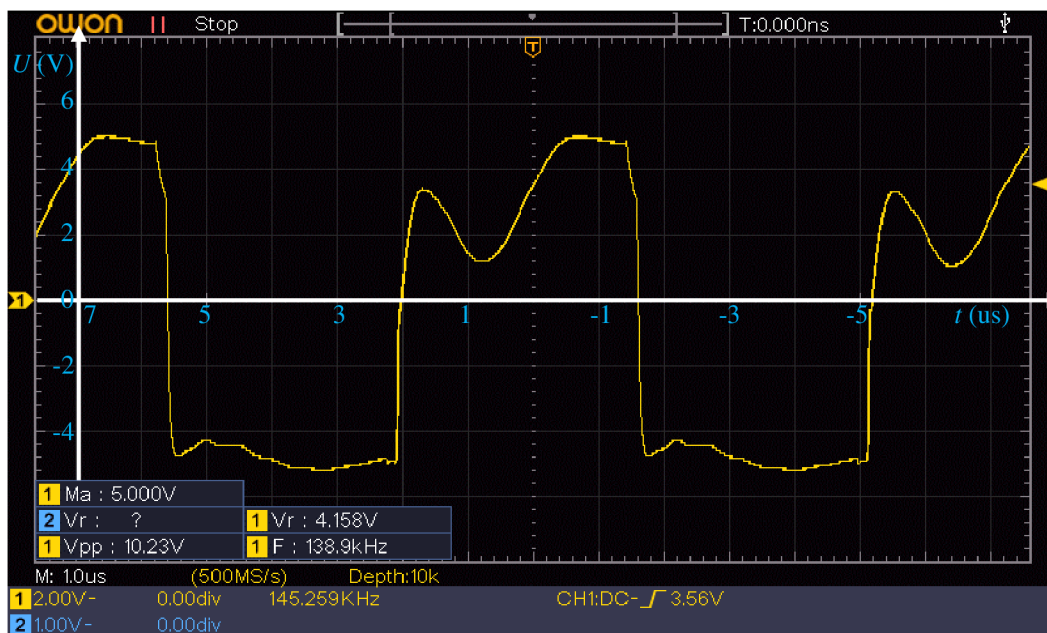
Během měření bylo napájecí napětí $U_{in} = 9$ V a vstupní proud $I_{in} = 1$ A. Vysílač nebyl zatížen. Na měřeném napětí jsou viditelné kmity s $U_{pp} = 5,43$ V.

D.10 Průběh napětí v čase na vysílacím LC členu, bez zátěže



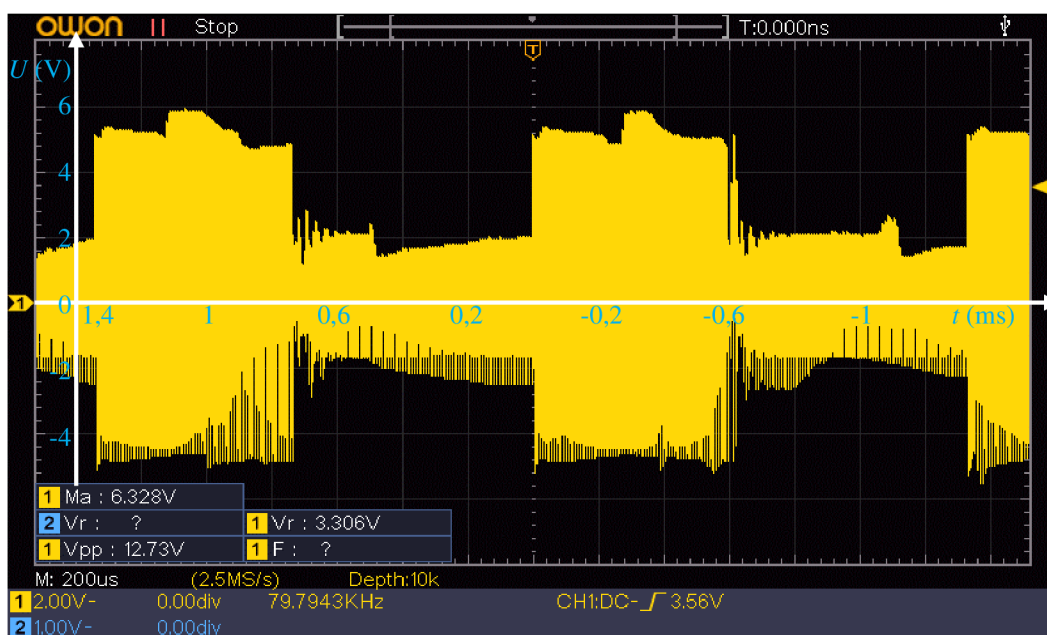
Během měření bylo napájecí napětí $U_{in} = 5$ V a byla nastavena střída $S = 48,2$ %. Z tvaru průběhu lze usoudit, že nedochází k správnému sepínání zátěže.

D.11 Průběh napětí v čase na vysílacím LC členu, se zátěží



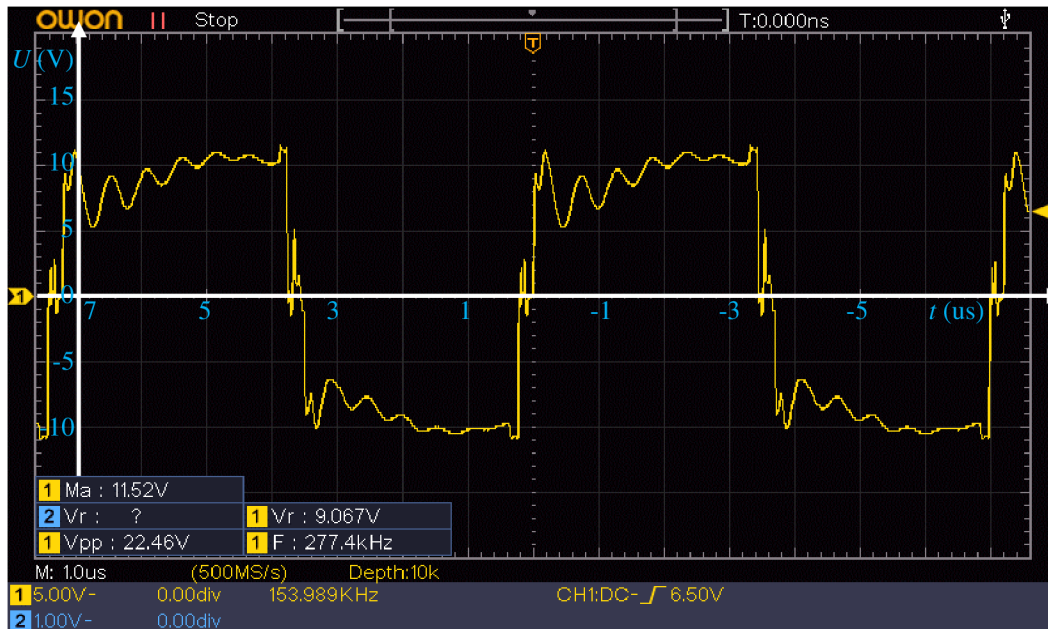
Během měření bylo napájecí napětí $U_{in} = 5 \text{ V}$ a byla nastavena střída $S = 48,2 \%$. Tvar průběhu připomíná obdélník, u nástupné hrany je viditelný velký pokles napětí.

D.12 Průběh napětí v čase na vysílacím LC členu, bez zátěže, oddáleno



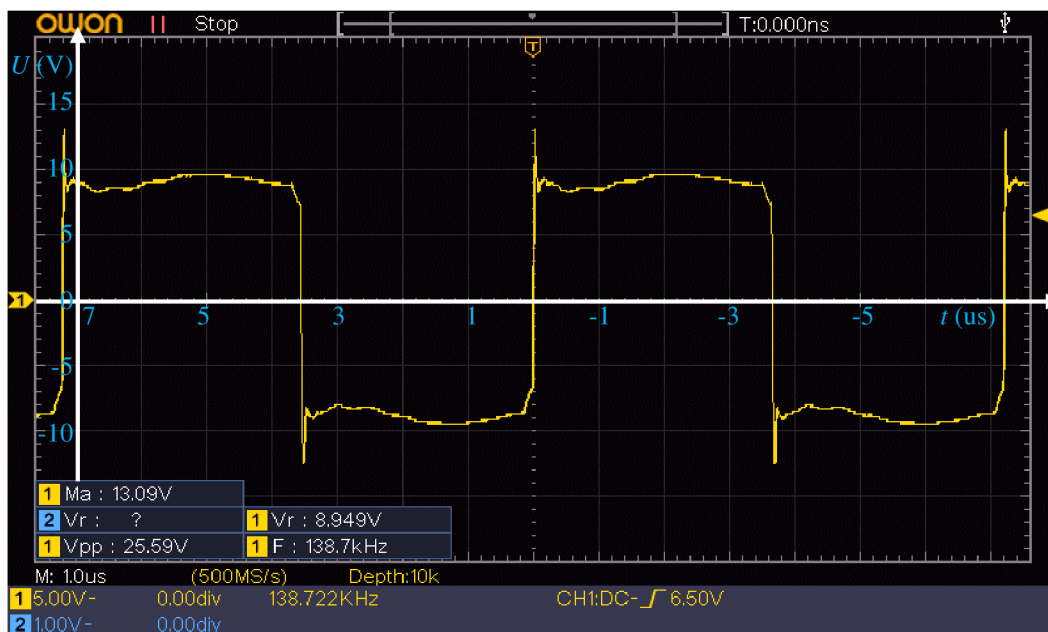
Během měření bylo napájecí napětí $U_{in} = 5 \text{ V}$ a byla nastavena střída $S = 48,2 \%$. Z oddáleného průběhu je patrné nežádoucí periodické snižování výstupního napětí.

D.13 Průběh napětí v čase na vysílacím LC členu, bez zátěže



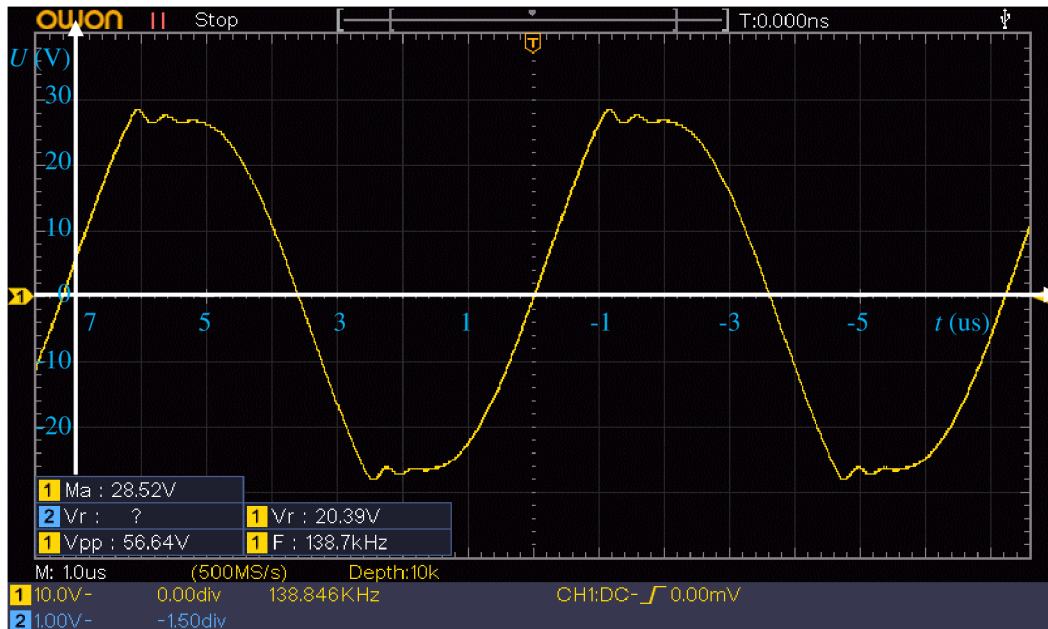
Během měření bylo napájecí napětí $U_{in} = 9 \text{ V}$ a byla nastavena střída $S = 48,2 \%$. Tvar průběhu připomíná obdélník, dochází u něj k oscilacím. Viditelné správné spínání zátěže.

D.14 Průběh napětí v čase na vysílacím LC členu, se zátěží



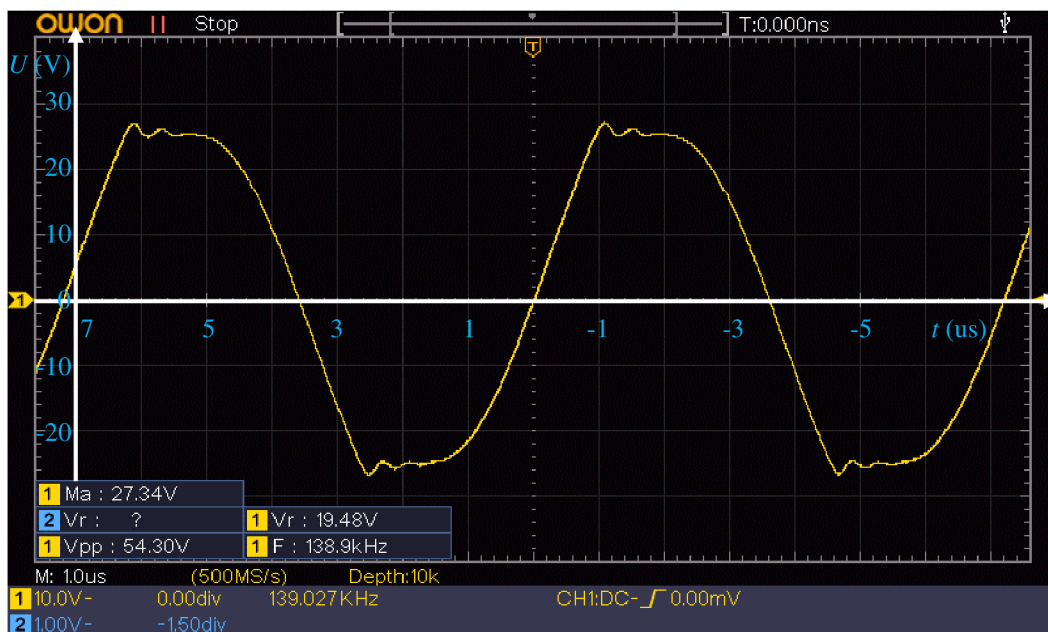
Během měření bylo napájecí napětí $U_{in} = 9 \text{ V}$ a byla nastavena střída $S = 48,2 \%$. Tvar průběhu je obdélníkový. Viditelné správné spínání zátěže.

D.15 Napětí na přijímacím LC členu v čase, bez zátěže



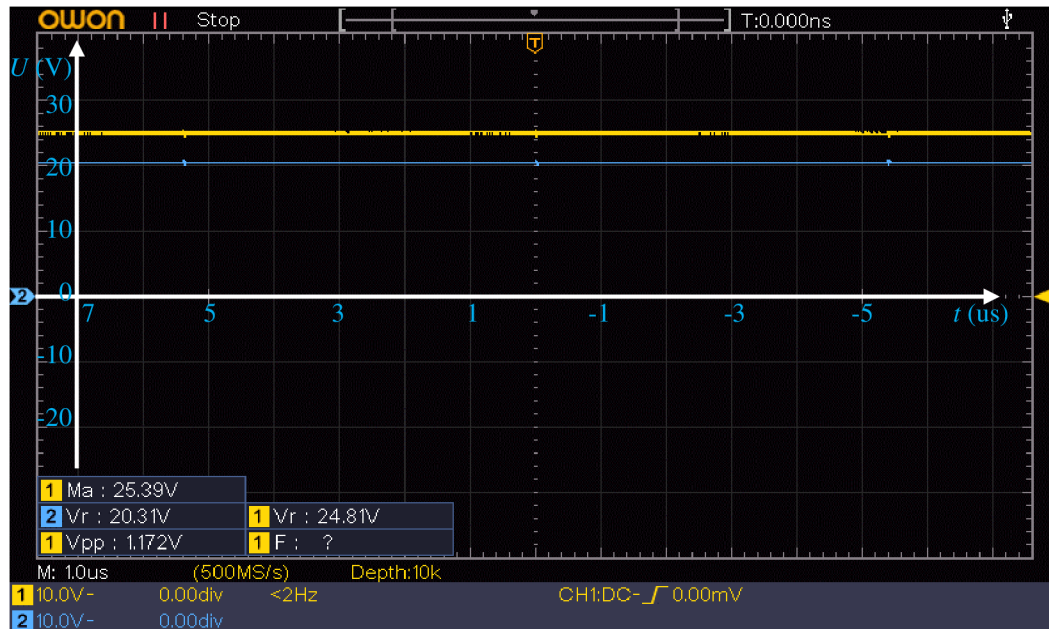
Během měření bylo napájecí napětí vysílače $U_{in} = 9 \text{ V}$ a byla nastavena střída $S = 48,2 \%$. Vstupní proud byl $I_{in} = 0,9 \text{ A}$. Vzdálenost vysílací a přijímací cívky byla $l = 10 \text{ mm}$.

D.16 Napětí na přijímacím LC členu v čase, se zátěží $I_{out} = 0,3 \text{ A}$



Během měření bylo napájecí napětí vysílače $U_{in} = 9 \text{ V}$ a byla nastavena střída $S = 48,2 \%$. Vstupní proud byl $I_{in} = 0,9 \text{ A}$. Vzdálenost vysílací a přijímací cívky byla $l = 10 \text{ mm}$.

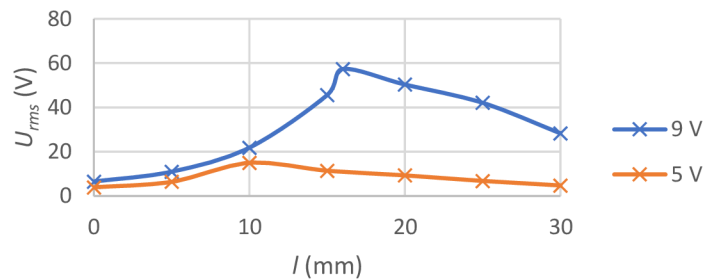
D.17 Napětí na vstupu (CH1) a výstupu (CH2) DC-DC se zátěží $I_{out} = 0,3 \text{ A}$



Během měření bylo napájení $U_{in} = 9 \text{ V}$ a vstupní proud $I_{in} = 1,12 \text{ A}$. Vzdálenost vysílací a přijímací cívky byla $l = 10 \text{ mm}$. Napětí nejsou zvlněná. Není aktivní přepět'ová ochrana.

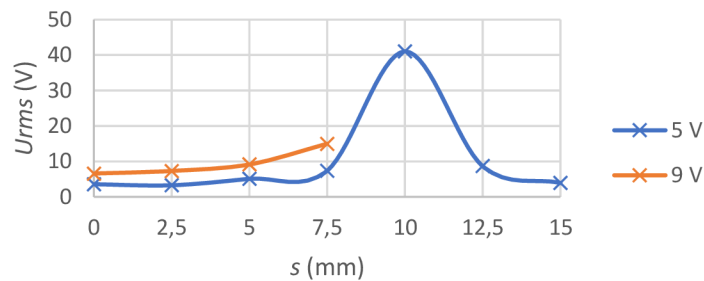
Příloha E - Naměřené hodnoty pro vlastní vysílač a přijímač

E.1 Závislost napětí LC obvodu na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky



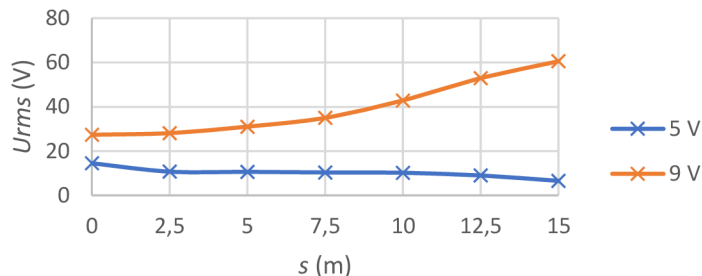
Efektivní hodnota indukovaného napětí přijímače typu LC při napájení navrhnutého vysílače 5 V a 9 V v závislosti na vzdálenosti vysílače a přijímače.

E.2 Závislost napětí LC obvodu na vychýlení vysílací a přijímací cívky, $l = 0$ mm



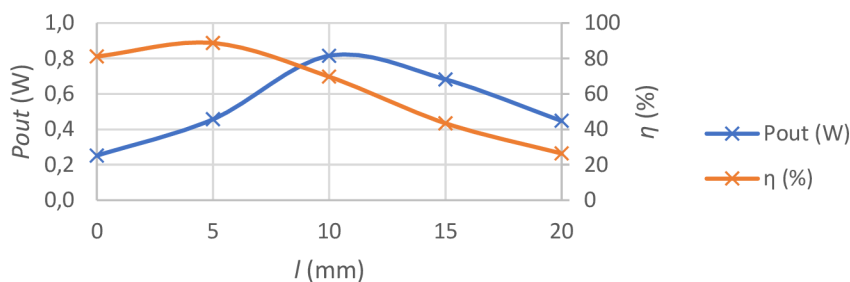
Efektivní hodnota napětí přijímače typu LC při napájení navrhnutého vysílače 5 V a 9 V v závislosti na vychýlení vysílače a přijímače při vzdálenosti $l = 0$ mm.

E.3 Závislost napětí LC obvodu na vychýlení vysílačí a přijímací cívky, $l = 10$ mm



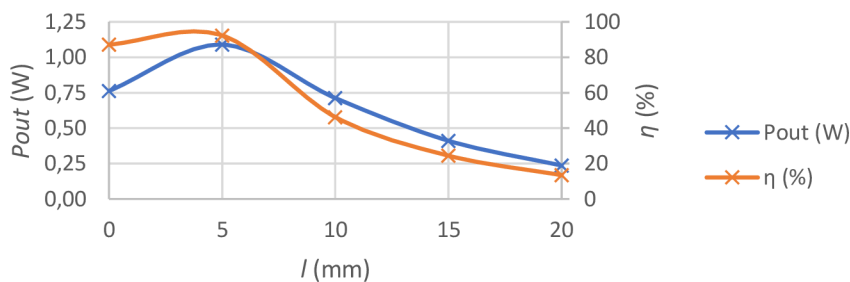
Efektivní hodnota napětí přijímače typu LC při napájení navrhnutého vysílače 5 V a 9 V v závislosti na vychýlení vysílače a přijímače při vzdálenosti $l = 10$ mm.

E.4 Závislost výkonu a účinnosti s LC obvodem na vzdálenosti vysílačí a přijímací cívky 1



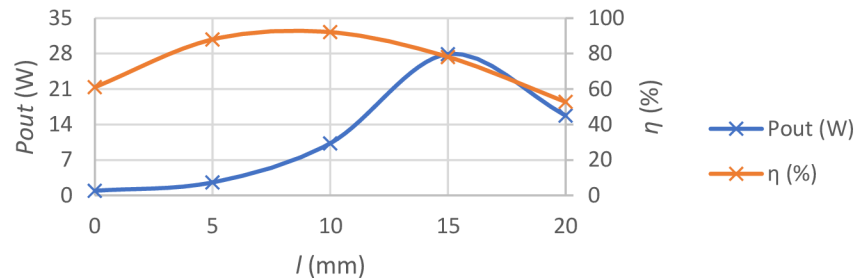
Použitá zátěž byla $R = 47 \Omega$, napájecí napětí vysílače pak $U_{in} = 5$ V. Maximální účinnost činí $\eta = 88,72 \%$, nejvyšší výkon byl $P_{out} = 0,82$ W.

E.5 Závislost výkonu a účinnosti s LC obvodem na vzdálenosti vysílačí a přijímací cívky 2



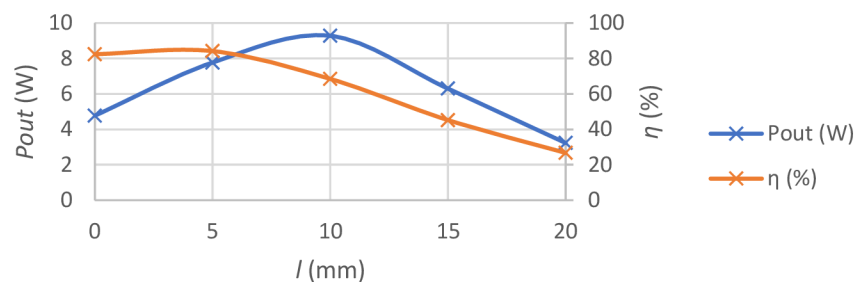
Použitá zátěž byla $R = 5,1 \Omega$, napájecí napětí vysílače pak $U_{in} = 5$ V. Maximální účinnost činí $\eta = 92,31 \%$, nejvyšší výkon byl $P_{out} = 1,09$ W.

E.6 Závislost výkonu a účinnosti s LC obvodem na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky 3



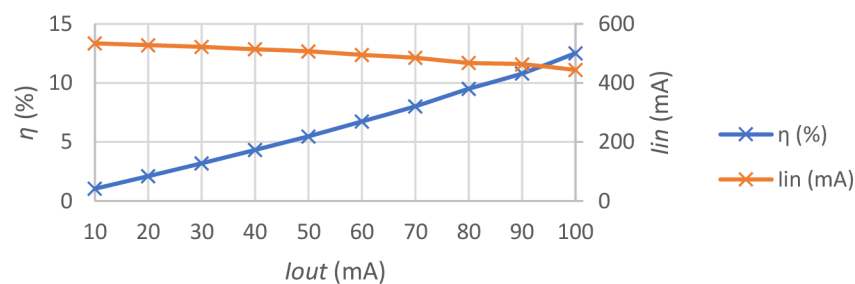
Použitá zátěž byla $R = 47 \Omega$, napájecí napětí vysílače pak $U_{in} = 9 \text{ V}$. Maximální účinnost činí $\eta = 92,13 \%$, nejvyšší výkon byl $P_{out} = 27,91 \text{ W}$.

E.7 Závislost výkonu a účinnosti s LC obvodem na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky 4



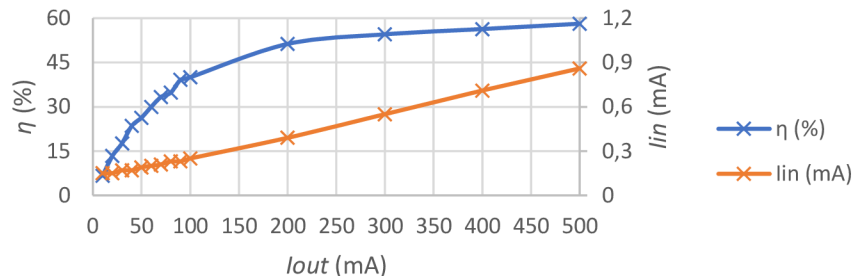
Použitá zátěž byla $R = 5,1 \Omega$, napájecí napětí vysílače pak $U_{in} = 9 \text{ V}$. Maximální účinnost činí $\eta = 84,15 \%$, nejvyšší výkon byl $P_{out} = 9,28 \text{ W}$.

E.8 Závislost vstupního proudu vysílače a účinnosti na výstupním proudu



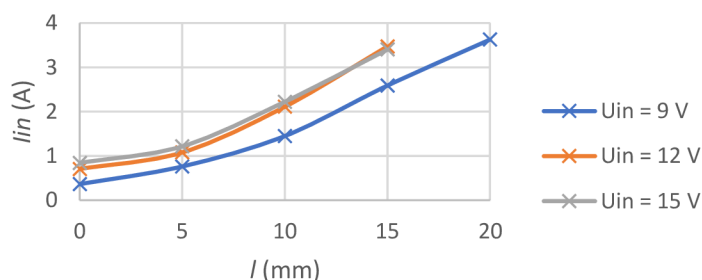
Zobrazená závislost se týká kupovaného přijímače s výstupem micro USB, napájecí napětí navrhnutého vysílače byla $U_{in} = 9 \text{ V}$. Maximální účinnost byla $\eta = 12,51 \%$.

E.9 Závislost vstupního proudu a účinnosti kupovaného vysílače na výstupním proudu



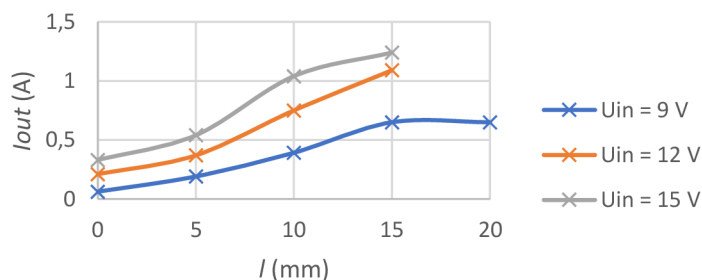
Zobrazená závislost se týká kupovaného přijímače s výstupem micro USB a kupovaného vysílače ($U_{in} = 5$ V). Maximální účinnost byla $\eta = 58,14$ %.

E.10 Závislost vstupního proudu vysílače na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky



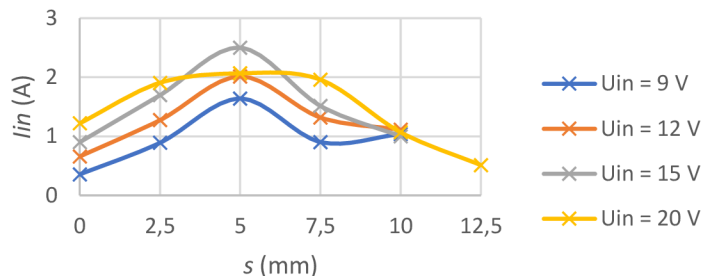
Zobrazená závislost se týká navrženého vysílače a přijímače. Pro malý počet hodnot bylo vynecháno vstupní napětí $U_{in} = 20$ V. Nejvyšší vstupní proud byl $I_{in} = 3,626$ A.

E.11 Závislost výstupního proudu vysílače na vzdálenosti vysílací a přijímací cívky



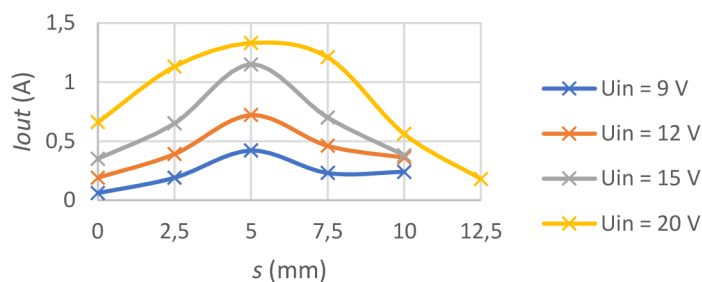
Zobrazená závislost se týká navrženého vysílače a přijímače. Pro malý počet hodnot bylo vynecháno vstupní napětí $U_{in} = 20$ V. Nejvyšší výstupní proud byl $I_{out} = 1,24$ A.

E.12 Závislost vstupního proudu vysílače na vychýlení cívek, $l = 0$ mm



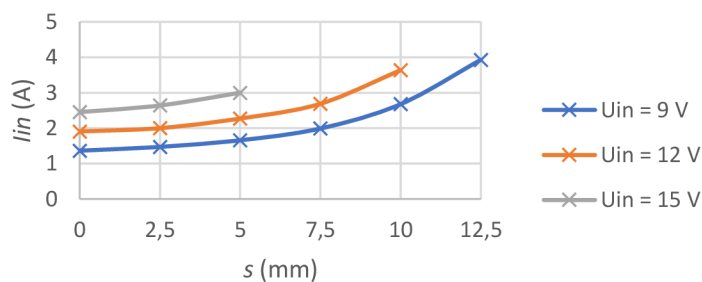
Zobrazená závislost se týká navrženého vysílače a přijímače. Vzdálenost cívek během měření byla $l = 0$ mm. Nejvyšší vstupní proud byl $I_{in} = 2,5$ A.

E.13 Závislost výstupního proudu vysílače na vychýlení cívek, $l = 0$ mm



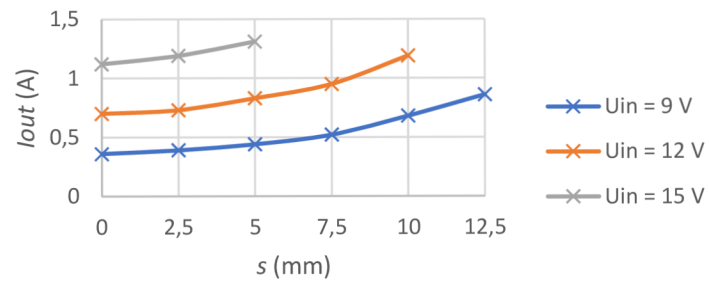
Zobrazená závislost se týká navrženého vysílače a přijímače. Vzdálenost cívek během měření byla $l = 0$ mm. Nejvyšší výstupní proud byl $I_{out} = 1,33$ A.

E.14 Závislost vstupního proudu vysílače na vychýlení cívek, $l = 10$ mm



Zobrazená závislost se týká navrženého vysílače a přijímače. Vzdálenost cívek během měření byla $l = 10$ mm. Nejvyšší vstupní proud byl $I_{in} = 3,93$ A.

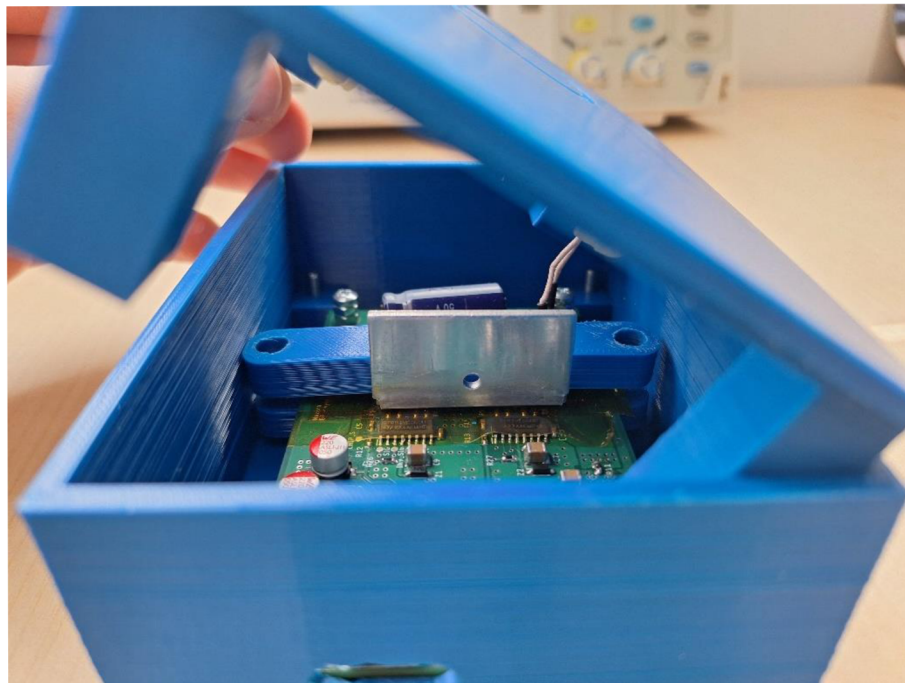
E.15 Závislost výstupního proudu vysílače na vychýlení cívek, $l = 10$ mm



Zobrazená závislost se týká navrženého vysílače a přijímače. Vzdálenost cívek během měření byla $l = 10$ mm. Nejvyšší výstupní proud byl $I_{out} = 1,31$ A.

Příloha F - Fotografie sestaveného vysílače a přijímače

F.1 Vnitřní uspořádání vysílače, boční pohled



F.2 Sestavený vysílač

