



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

EMULÁTOR UHF RFID TAGU

UHF RFID TAG EMULATOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. TOMÁŠ JANOŠÍK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. JOSEF VYCHODIL

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Tomáš Janošík

ID: 136528

Ročník: 2

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Emulátor UHF RFID tagu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte způsoby a principy RFID komunikace v pásmu UHF. Promyslete způsob realizace hardwaru backscatter modulátoru RFID tagu, který bude pracovat jako externí přídatný modul k USRP. Navrhněte vhodnou referenční dipólovou anténu.

Navrhněte schéma zapojení a DPS zařízení s ohledem na celkovou velikost. Zařízení zrealizujte a oživte. Naprogramujte demonstrační software, který bude emulovat tag protokolu TTO. Proveďte praktickou zkoušku a měření parametrů zařízení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] DOBKIN, D.M. The RF in RFID: Passive UHF RFID in Practice. Newnes, 2008.

[2] Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for Communications at 860 MHz - 960 MHz. Version 1.2.0. EPCglobal Inc., 2008.

Termín zadání: 9.2.2015

Termín odevzdání: 21.5.2015

Vedoucí práce: Ing. Josef Vychodil

Konzultanti diplomové práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Táto práca sa venuje návrhu obvodového zapojenia a konštrukcii externého backscatter modulátoru pre emulátor RFID tagu pre pásmo UHF. Navrhovaný modulátor je pripojený k softwarovému rádiu USRP a k anténe. Backscatter modulácia je realizovaná prepínaním medzi prispôsobenou a neprispôsobenou záťažou. Impedanciu neprispôsobenej záťaže je možné plynule regulovať. Výsledkom práce je vyrobený funkčný prototyp

KLÚČOVÉ SLOVÁ

RFID, emulátor tagu, backscatter modulátor, laditeľná záťaž

ABSTRACT

This thesis deals with the design of external backscatter modulator for RFID tag emulator, which is used in UHF band. This modulator is connected with the Universal Software Radio Peripheral and antenna. Realization of a backscatter modulation contains switching between a matched load and an unmatched load. Impedance of the unmatched load is continuously adjustable. Result of this thesis is function prototype.

KEYWORDS

RFID, tag emulator, backscattering, adjustable load

JANOŠÍK, T. *Emulátor UHF RFID tagu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2015. 36 s., 12 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Josef Vychodil.

PREHLÁSENIE

Prehlasujem, že svoju diplomovú prácu na tému Emulátor UHF RFID tagu som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho diplomovej práce a s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej diplomovej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto diplomovej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, hlavne som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a majetkových a som si plne vedomý následkov porušení ustanovení § 11 a nasledujúcich zákona č. 121/2000 Zb., o práve autorskom, o právach súvisiacich s právom autorským a o zmene niektorých zákonov (autorský zákon), v znení neskorších predpisov, vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovení časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákonníka č. 40/2009 Zb.

V Brne dňa

.....

(podpis autora)

POĎAKOVANIE

Ďakujem vedúcemu diplomovej práce Ing. Josefovi Vychodilovi za účinnú metodickú, pedagogickú a odbornú pomoc a ďalšie cenné rady pri spracovaní mojej diplomovej práce.

V Brne dňa

.....

(podpis autora)

OBSAH

Zoznam obrázkov	vi
Zoznam tabuliek	viii
Úvod	1
1 Technológia RFID	2
1.1 Úvod do RFID	2
1.2 Tagy	3
1.3 Čítačky	3
1.4 Princíp backscatter modulácie	3
1.5 Softwarovo definované rádio	5
2 Návrh obvodového zapojenia	7
2.1 Bloková schéma	7
2.2 Demodulátor	7
2.3 Detektor hĺbky modulácie	11
2.4 Modulátor	14
2.5 Laditeľná záťaž	15
2.6 UHF anténa	17
2.7 Symetrizačný člen	19
2.8 Napájanie	20
2.9 RF signál ako zdroj napájacieho napätia	21
2.10 Impedančné prispôsobenie	23
3 Výsledky práce	27
3.1 Parameter S11 prispôbenej a neprispôbenej záťaže	27
3.2 Meranie viacerých tranzistorov J111	29
3.3 Meranie dipólovej antény	30
3.4 Meranie dosahu emulátoru tagu	31
3.5 Napájacie napätie z RF signálu	33
4 Záver	34

Literatúra	35
Zoznam symbolov, veličín a skratiek	36
Zoznam príloh	37

ZOZNAM OBRÁZKOV

Obr. 1.1 Schéma modulátoru s obvodom naprázdno a nakrátko [2].	4
Obr. 1.2 Schéma modulátoru s rezistívnym a reaktančným obvodom [2].	5
Obr. 1.3 Architektúra ideálneho softwarového rádia [3].	6
Obr. 1.4 Architektúra softwarovo definovaného rádia [3].	6
Obr. 2.1 Bloková schéma emulátoru tagu.	7
Obr. 2.2 Základné zapojenie obáľkového detektora	8
Obr. 2.3 Závislosť výstupného napätia na vstupnom výkone obáľkového detektora na 915 MHz a základné zapojenie detektora [4].	9
Obr. 2.4 Vplyv hodnoty RC na výslednú obálku striedavého signálu [5].	9
Obr. 2.5 Schéma demodulátora.	10
Obr. 2.6 Simulácia demodulátora pre dátovú rýchlosť $W = 40$ kbps.	11
Obr. 2.7 Obálka signálu.	11
Obr. 2.8 Schéma detektora hĺbky modulácie.	12
Obr. 2.9 Simulácia detektora hĺbky modulácie pre $W = 40$ kbps.	13
Obr. 2.10 Schéma invertujúceho zosilňovača.	13
Obr. 2.11 Prepínač SPDT AS213 [6].	14
Obr. 2.12 Schéma modulátora.	15
Obr. 2.13 Výstupná VA charakteristika JFET tranzistoru [7].	16
Obr. 2.14 Zapojenie JFET tranzistoru a) bez spätnej väzby b) so spätnou väzbou [7].	16
Obr. 2.15 Graf závislosti normalizovaného odporu r_{DS} na riadiacom napätí U_{GS} [7].	17
Obr. 2.16 Tvar a rozmery navrhovaného dipólu.	18
Obr. 2.17 Graf závislosti parametra S_{11} na frekvencii.	19
Obr. 2.18 Graf závislosti impedancie dipólu na frekvencii.	19
Obr. 2.19 Schéma symetrizačného člena.	20
Obr. 2.20 Zapojenie napäťového konvertora ICL7660A.	21
Obr. 2.21 Dicksonova nábojova pumpa a priebehy napätí [13].	21
Obr. 2.22 Schéma pre simuláciu vstupnej impedancie.	23
Obr. 2.23 Náhradný lineárny obvod schottkyho diódy HSMS-2822.	24
Obr. 2.24 Graf závislosti vstupnej impedancie na frekvencii neprispôbeného obvodu.	25

Obr. 2.25 Impedančné prispôsobenie v Smithovom diagrame.	26
Obr. 2.26 Graf závislosti parametra S11 na frekvencii.	26
Obr. 3.1 S11 parameter prispôsobenej záťaže pre anténu.	27
Obr. 3.2 Závislosť parametra S11 tranzistora J111 na riadiacom napätí U_{GS}	28
Obr. 3.3 Priebeh parametra S11 v závislosti na frekvencii pre rôzne U_{GS}	28
Obr. 3.4 Závislosť parametra S11 na riadiacom napätí U_{GS} pre 10 rôznych tranzistorov J111.	29
Obr. 3.5 Rozdelenie počtu tranzistorov podľa hodnôt $U_{GS_{50\Omega}}$ a $U_{GS_{off}}$	30
Obr. 3.6 Zmerany parameter S11 navrhnutého dipólu.	30
Obr. 3.7 Zapojenie prístrojov pre meranie maximálneho dosahu.	31
Obr. 3.8 Kódovanie odpovede podľa štandardu iP-X [15].	31
Obr. 3.9 Program RFI Demo Application.	32
Obr. 3.10 Závislosť maximálneho dosahu emulátoru tagu a riadiaceho napätia U_{GS} na hĺbke modulácie.	33

ZOZNAM TABULIEK

Tab. 1.1 Frekvenčné pásma pre RFID [1].	2
Tab. 1.2 Porovnanie využitia výkonu rôznych spôsobov modulácie[2].....	5
Tab. 2.1 Ovládanie prepínača AS213 [6]	14
Tab.2.2 Hodnoty výstupných napätí pre viacstupňovú napäťovú násobičku.	22
Tab. 2.3 Spice parametre diódy HSMS-2822Modulátor [4].	24
Tab. 2.4 Vstupné impedancie pre rôzny počet stupňov N násobičky.	25

ÚVOD

Rádiofrekvenčná identifikácia (RFID) je jedna z foriem bezdrôtovej identifikácie, sledovania a zachytávania údajov. Využíva frekvenčné pásma od nízkych frekvencií (125 kHz) až po veľmi vysoké frekvencie (2,4 GHz). Každé frekvenčné pásmo prináša iné výhody a nevýhody, čo umožňuje efektívne využívať RFID v tak širokom spektre aplikácií. V dnešnej dobe sa využíva táto technológia napríklad v obchodoch, ako ochrana drahšieho tovaru pred krádežou, ako bezkontaktná permanentka v lyžiarskych strediskách, alebo ako identifikácia áut pri prejazde mýtnou bránou na spoplatnených cestách. Medzi ľuďmi je známe aj tzv. čipovanie psov a mačiek, čo znamená vloženie miniatúrneho RFID tagu (čipu) s unikátnym kódom pod kožu zvierat'a. V priemysle má RFID technológia veľký potenciál do budúcnosti, a to v súvislosti s prichádzajúcou priemyselnou revolúciou s označením *Industry 4.0*. Ide o revolúciu, ktorá prinesie rozsiahle využívanie internetu vecí. S tým súvisí aj neustály vývoj, v ktorom je kladený dôraz na spoľahlivosť, bezpečnosť a hlavne minimálnu výrobnú cenu tagov.

Súčasťou laboratórií, kde sa zaoberajú poznávaním a vývojom RFID sú aj nástroje, ktoré umožňujú prakticky testovať poznatky o RFID. Sú to čítačky a tagy, na ktorých je možné simulovať komunikáciu podľa zvoleného protokolu, nastavovať ľubovoľné parametre a následne prehľadne zobrazovať priebeh komunikácie. Jedným takým komponentom je aj emulátor RFID tagu pre UHF pásmom.

Emulátor RFID tagu sa správa ako bežne používaný tag, ktorý komunikuje s čítačkou podľa štandardného protokolu. Emulátor umožňuje meniť niektoré parametre komunikácie a tým simulovať napríklad špecifické alebo málo pravdepodobné prípady. Emulátor tagu má vlastný napájací zdroj, takže odpadá problém s napájaním, ktorý výrazne ovplyvňuje maximálny dosah v prípade pasívnych tagov.

Emulátor tagu popisovaný v tejto práci sa skladá zo softwarového rádia, z modulu externého backscatter modulátora a antény pre UHF pásmo. Externý backscatter modulátor umožňuje vysielat' odpovedať podľa princípu, akým odpovedajú bežné pasívne a polopasívne tagy. V tejto práci je popísaný práve návrh backscatter modulátora, jeho realizácia a dosiahnuté výsledky. Taktiež je popísaný návrh jednoduchej antény pre UHF pásmo, pre prípadné spojenie backscatter modulátora a antény do jedného modulu.

1 TECHNOLÓGIA RFID

V tejto časti textu sú popísané princípy komunikácie technológiou RFID, rozdelenie do kategórií podľa frekvenčného pásma a popis jednotlivých komponentov.

1.1 Úvod do RFID

Rádiofrekvenčná identifikácia (Radio Frequency Identification, RFID) sa vyvinula ako identifikačná technológia, ktorá poskytuje mnoho výhod. Porovnaním so súčasne rozšírenou technológiou čiarových kódov, umožňuje RFID technológia čítanie bez priamej viditeľnosti, pričom nezáleží na natočení tagu. Ďalej umožňuje čítať viac tagov naraz a zapisovať informácie priamo do tagu.

Princíp spočíva v bezdrôtovom prenose unikátneho kódu tagu prostredníctvom rádiových vln alebo indukčnou väzbou. Na každú aplikáciu sú požiadavky RFID systému odlišné a ovplyvňujú výslednú cenu čítačky a tagov. RFID komunikácia prebieha v niekoľkých frekvenčných pásmach (viz. tab. 1.1). V každom pásme má systém odlišné vlastnosti, podľa ktorých sa implementuje do požadovanej aplikácie. RFID sa využíva napríklad v nasledujúcich oblastiach:

- Logistika - pri označovaní balíkov, paliet a prepravných kontajnerov
- Športová časomiera – označenie športovcov a následná identifikácia pri časomerných staniách
- Mýtné brány na cestách – identifikácia áut pri prejazde spoplatneným úsekom
- Prístupové bezkontaktné karty

Tab. 1.1 Frekvenčné pásma pre RFID [1].

Pásmo	Frekvencia	Dosah	Rýchlosť prenosu dát
LF	125 - 134 kHz	10 cm	nízka
HF	13,56 MHz	10 cm - 1 m	nízka až stredná
UHF	433 MHz	1 -100 m	stredná
UHF - Európa	865 - 868 MHz	1 - 12 m	stredná až vysoká
UHF - Severná Amerika	902 - 928 MHz	1 - 12 m	vysoká
SHF	2450-5800 MHz	1 - 2 m	vysoká
SHF	3,1 - 10 GHz	< 200 m	vysoká

1.2 Tagy

Každý objekt, ktorý treba identifikovať obsahuje RFID identifikátor, nazývaný tag. Podľa zdroja energie, ktorý tag využíva sa tagy delia na:

- Pasívne tagy – tagom dodávajú energiu rádiové vlny vysielané z čítačky
- Polopasívne tagy – obsahujú zdroj energie, ale nevyužívajú ho na komunikáciu s čítačkou.
- Aktívne tagy – obsahujú vlastný zdroj energie a vlastný vysielateľ, ktorým komunikujú s čítačkou. Výhodou je veľký dosah.

1.3 Čítačky

Čítačka je zariadenie, ktoré bezdrôtovo komunikuje s tagmi. Obsahuje vysielateľ a prijímač, ktoré majú buď oddelené antény (bistatický systém), alebo jednu spoločnú anténu (monostatický systém). Čítačky môžu byť stacionárne alebo mobilné.

V RFID čítačkách pre pásmom UHF sa používajú prevažne antény s kruhovou polarizáciou. Pri čítaní tagu, ktorý má lineárne polarizovanú anténu, potom nezávisí na natočení tagu. Prijatý signál bude ale o 3 dB menší, ako v prípade dvoch zhodne natočených lineárnych antén.

Spôsob komunikácie a kódovanie prenášanej informácie medzi čítačkou a tagom popisujú komunikačné protokoly. Pre pásmo UHF 860 - 960 MHz sa používa protokol EPCglobal Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol. Ide o typ protokolu s označením ITF (integorrator talks first), podľa ktorého zahajuje komunikáciu vždy čítačka. Používajú sa aj TTO protokoly (tag talks only), podľa ktorých čítačka vysielala len nosnú vlnu, na ktorú tag namoduluje svoju odpoveď.

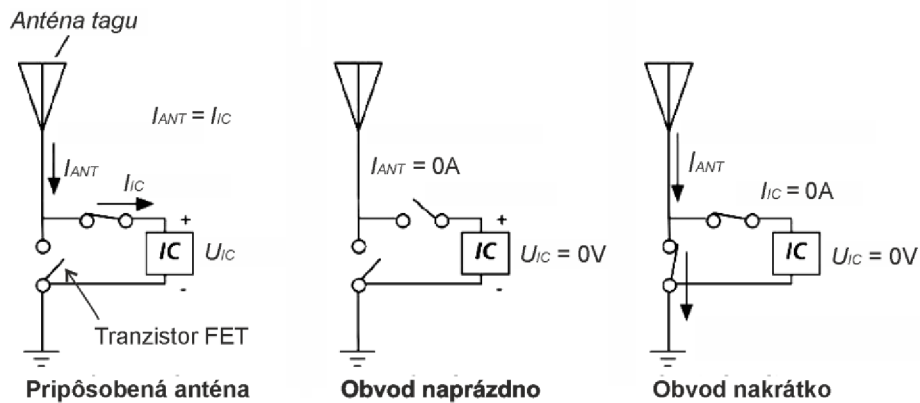
1.4 Princíp backscatter modulácie

V RFID sa využíva frekvenčná modulácia (FSK), fázová modulácia (PSK) a amplitúdová modulácia (ASK). Pri komunikácii v smere od čítačky k tagu podľa protokolu EPC Gen2 sa využíva práve amplitúdová moduláciu. Jej výhoda je v jednoduchosti demodulátoru na strane tagu. V smere komunikácie od tagu k čítačke sa využíva amplitúdová, prípadne fázová modulácia.

Pasívne a polopasívne RFID tagy nemajú vlastný zdroj rádiového signálu. Namiesto toho, modulátor mení impedanciu antény, čo spôsobí zmenu vo veľkosti odrazenej nosnej vlny od antény. Modulácia spätným vyžarovaním sa nazýva backscattering. Využíva zmenu medzi impedančne prispôsobenou a impedančne neprispôsobenou anténou. Ak je anténa impedančne prispôsobená, nosná vlna sa absorbuje. V ideálnom prípade bez odrazu, v reálnom prípade sa malá časť nosnej vlny vždy odrazí. Ak je anténa neprispôsobená veľká časť energia vlny sa odrazí. Existujú štyri základne spôsoby ako dosiahnuť impedančné neprispôsobenie antény.

Prvou možnosťou je odpojiť anténu od zvyšku elektroniky a od zeme (obvod naprázdno). Protokol EPC Gen2 definuje kódovanie odpovede tagu kódom FM0. Jeho výhodou je, že pri modulácii zakódovanej správy, zotrvá tag rovnaký čas v stave prispôsobenia ako v stave neprispôsobenia. Z toho vyplýva, že dostupný výkon P_{AV} (*available power*) dodaný elektromagnetickou vlnou sa v rovnakom pomere rozdelí medzi odrazený výkon P_{BSC} a výkon spotrebovaný elektronikou tagu P_{IC} .

Druhou možnosťou je skratovať anténu na zem (obvod nakrátko). Tým sa premostí čip IC, prípadne prispôbovací obvod, ak je súčasťou tagu a anténou tečie skratový prúd. Využitím kódovania FM0 je dosiahnuté rovnaké rozdelenie dostupného výkonu P_{AV} medzi odrazený výkon P_{BSC} a spotrebovaný výkon P_{IC} . Takto zapojený modulátor je práve vhodný pre polopasívne tagy, u ktorých nie je potrebná energia z elektromagnetickej vlny na napájanie tagu. Na obr. 1.1. je zapojenie tagu s modulačným obvodom naprázdno a nakrátko. Blok IC predstavuje čip alebo celkovú elektroniku tagu.

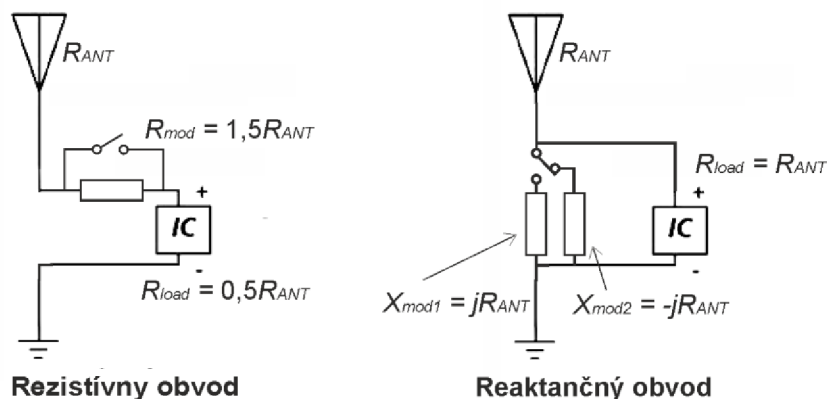


Obr. 1.1 Schéma modulátoru s obvodom naprázdno a nakrátko [2].

Treťou možnosťou je zapojenie s rezistívnym modulačným obvodom. Pri modulácii prepína tag medzi stavom s malou záťažou a stavom s veľkou záťažou. V stave s veľkou záťažou sa k odporu čipu pripočíta modulačný odpor R_{mod} .

Štvrté zapojenie využíva moduláciu reaktančným obvodom a ide o PSK moduláciu. Tag prepína medzi kladnou a zápornou reaktanciou, čím mení fázu odrazeného signálu. Amplitúda sa nemení, a tým pádom je zaistený dostatok energie na prevádzku tagu [2]. Schéma zapojenia modulátoru s reaktančným a rezistívnym obvodom je na obr.1.2.

Prehľadné porovnanie využitia prijatého výkonu z antény pre všetky varianty modulátorov je v tab. 1.2.



Obr. 1.2 Schéma modulátoru s rezistívnym a reaktančným obvodom [2].

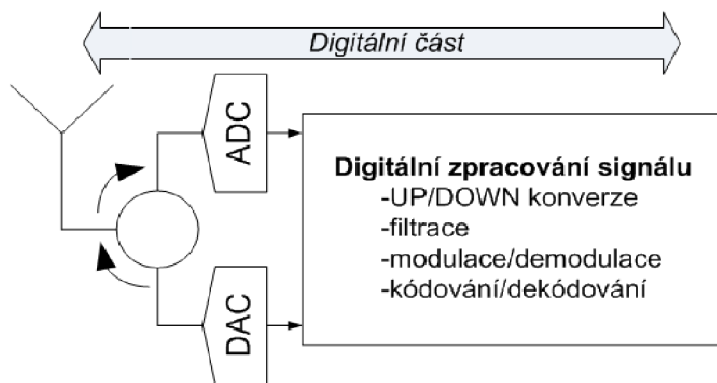
Tab. 1.2 Porovnanie využitia výkonu rôznych spôsobov modulácie[2].

Spôsob modulácie	Výkon vyžiarený odrazom P_{BSC} (Backscattered power)	Výkon na prevádzku tagu P_{IC}
Prispôsobený/Naprázdo	$0,5 P_{AV}$	$0,5 P_{AV}$
Prispôsobený/Nakrátko	$0,5 P_{AV}$	$0,5 P_{AV}$
Rezistívny obvod ASK	$0,22 P_{AV}$	$0,55 P_{AV}$
Reaktančný obvod PSK	$0,32 P_{AV}$	$0,8 P_{AV}$

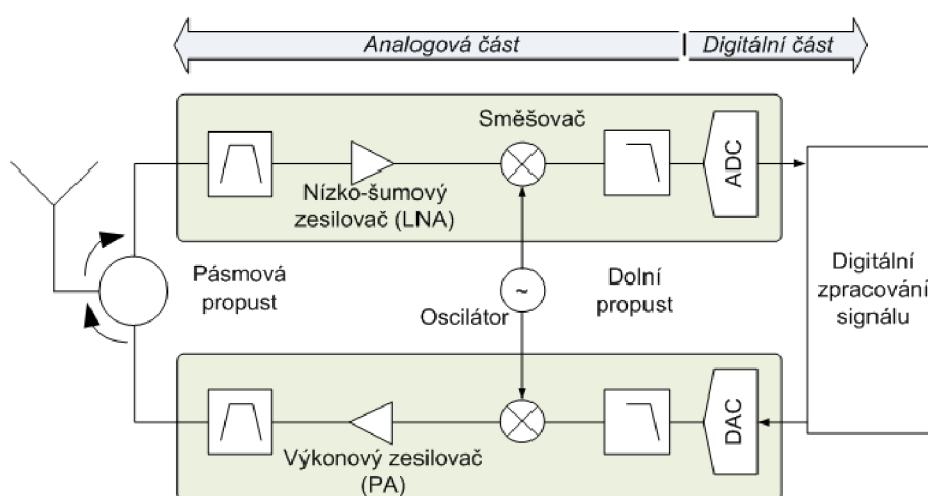
1.5 Softwarovo definované rádio

Softwarovo definované rádio (SDR) predstavuje rádiový komunikačný systém, v ktorom je analógový signál spracovávaný výhradne digitálne, a to riadiacim softwarom. Tradične realizované hardwarové bloky ako analógový zmiešavač, filtre, zosilňovač, modulátory a demodulátory sú implementované pomocou číslicových komponentov. Všeobecná architektúra ideálneho softwarového rádia je na obr. 1.3. Rádiový signál je v prijímači najprv digitalizovaný pomocou AD prevodníka a ďalej je číslicovo spracovávaný. Vo vysielači prebieha opačný proces, kedy je digitálny signál prevedený pomocou DA prevodníka a následne privedený na anténu.[3]

Realizáciu ideálneho SR komplikuje frekvenčné obmedzenie AD prevodníka. V súčasnej dobe je priama digitalizácia RF signálu obmedzená práve technologickými limitmi AD prevodníkov, ktoré sú realizovateľné vo frekvenčnom rozsahu len do niekoľko stoviek MHz. Z toho dôvodu je architektúra ideálneho SR v súčasnosti nereálna a preto sa používa zjednodušená architektúra, ktorou je práve softwarovo definované rádio (SDR). U SDR je digitálne spracovanie signálu posunuté do základného pásma alebo na nízku medzifrekvenciu. Takýto postup zjednodušuje požiadavky na AD prevodník. Schéma SDR architektúry s frekvenčným zmiešavačom je na obr. 1.4. K číslicovému spracovaniu sa najčastejšie používajú napríklad signálové procesory DSP, procesory pre všeobecné účely GPP alebo hradlové polia FPGA.[3]



Obr. 1.3 Architektúra ideálneho softwarového rádia [3].



Obr. 1.4 Architektúra softwarovo definovaného rádia [3].

Výhody softwarového rádia sú:

- Univerzálnosť – zmenu modulácie alebo kódovanie je možné realizovať len zmenou príslušného firmwaru
- Veľký rozsah kmitočtov – vďaka preladiteľným zmiešavačom z alebo do základného pásma je možné ladiť cez veľký rozsah frekvencií
- Minimálne rozmery – z dôvodu použitia moderných CMOS obvodov je dosiahnutá väčšia integrácia
- Nižšia cena

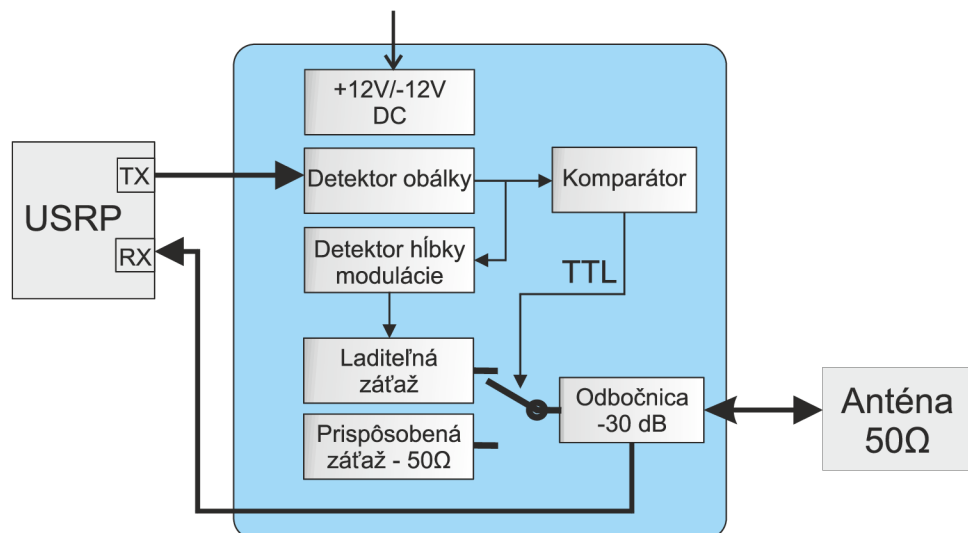
2 NÁVRH OBVODOVÉHO ZAPOJENIA

Táto kapitola popisuje návrh a funkciu jednotlivých častí, ktoré sa v backscatter modulátore nachádzajú.

2.1 Bloková schéma

Základom emulátoru tagu, pre ktorý je backscatter modulátor navrhovaný, je softwarové rádio USRP (*Universal Software Radio Peripheral*). Externý backscatter modulátor umožňuje emulátoru komunikovať s čítačkou podľa princípu, akým komunikujú bežné pasívne a polopasívne tagy. K modulátoru je následne pripojená anténa.

Navrhovaný backscatter modulátor sa dá rozdeliť na dve základné časti. Prvá časť spracováva signál z USRP a zahŕňa detektor obálky s komparátorom a detektor hĺbky modulácie. Druhá časť realizuje backscatter moduláciu. Do tejto časti patrí prepínač riadený TTL signálom, impedančne prispôbená záťaž, čo je rezistor s odporom rovným charakteristickej impedancii antény a neprispôbená záťaž s nastaviteľnou impedanciou. Veľkosť impedancie neprispôsobenej záťaže je možné regulovať zmenou hĺbky modulácie signálu vysielaného z USRP. Súčasťou je aj odbočnica s útlmom -30 dB, cez ktorú USRP prijíma signál z antény. Návrh blokovej schémy je na obr. 2.1. Jednotlivé bloky sú podrobnejšie popísané v nasledujúcich kapitolách.

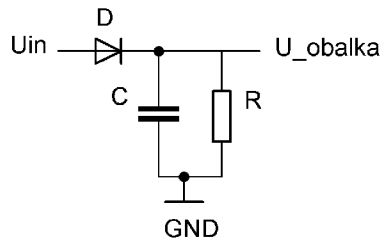


Obr. 2.1 Bloková schéma emulátoru tagu.

2.2 Demodulátor

Signál z USRP je amplitúdovo modulovaný, a preto je nutné z neho demodulovať prenášanú informáciu. Ako demodulátor je použitý detektor obálky tvorený sériovou

diódou, paralelným kondenzátorom a paralelným rezistorom. Základné zapojenie detektora obálky je na obr. 2.2.



Obr. 2.2 Základné zapojenie obálkového detektora

Dióda slúži ako jednocestný usmerňovač striedavého signálu. Kladné polvlny dobíjajú kondenzátor na amplitúdové napätie a ten sa pomaly vybíja cez rezistor v čase, keď je na vstupe záporná polvlna.

Diódy vhodné na aplikácie ako diódové detektory, násobičky napätia a mixéry sú zo série HSMS-28xx od spoločnosti Avago. Výber konkrétnej diódy závisí od veľkosti výkonu vstupného RF signálu a od jeho frekvencie. Diódy HSMS-285x sú vhodné pre signály menšie ako -20 dBm s frekvenciou pod 1,5 GHz. Týmito vlastnosťami sú vhodné napríklad pre pasívne RFID tagy. Pre signály väčšie ako -20 dBm je vhodná dióda HSMS-282x pre frekvencie pod 4 GHz a HSMS-286x pre frekvencie nad 4 GHz [4].

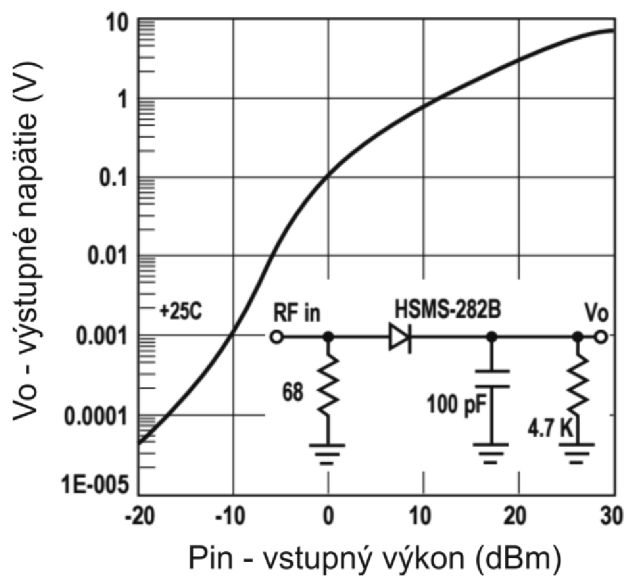
Signál z USRP má frekvenciu 900 MHz s maximálnym výkonom 20dBm. Na túto aplikáciu je vhodná schottkyho dióda z rodiny HSMS-282x. Posledná číslica značí konfiguráciu diód v puzdre. Vybraná bola dióda HSMS-2822 v puzdre SOT-23 s dvoma diódami zapojenými do série. Jedná z diód zostane síce odpojená a nevyužitá, ale tieto diódy sa využijú aj v napäťových násobičkách, takže je možné kúpiť väčšie množstvo jedného typu. Základné parametre vybranej diódy HSMS-2822 [4]:

- Prahové napätie $V_F = 340 \text{ mV max.}$
- Záverné napätie $V_{BR} = 15 \text{ V}$
- Frekvencia $f_{max} = 4 \text{ GHz}$

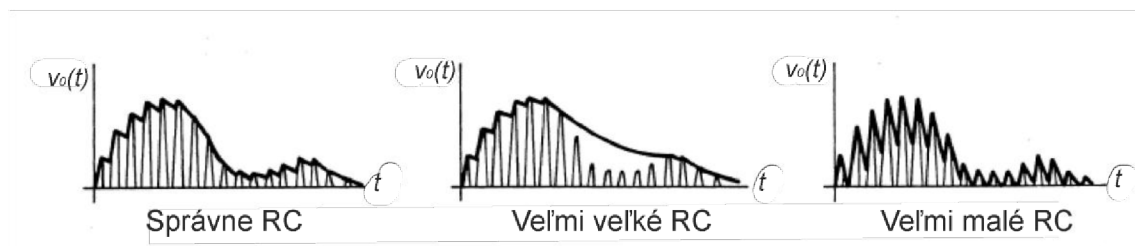
Detailnejšie parametre a parametre pre simuláciu v SPICE sú popísané v kapitole 2.10., ktorá sa zaoberá impedančným prispôbením a výpočtom vstupnej impedancie.

Odporúčané zapojenie detektora pre signál väčší ako -20 dBm bez použitia predpätia je na obr. 2.3. Súčasne je zobrazená aj závislosť výstupného napätia na vstupnom výkone pre impedanciu 50Ω a frekvenciu signálu 915 MHz.

Správnu funkciu detektora obálky podmieňuje správna hodnota časovej konštanty RC. Nesmie byť ani malá ani veľká. Prípady, ktoré môžu nastať sú na obr. 2.4.



Obr. 2.3 Závislosť výstupného napätia na vstupnom výkone obáľkového detektoru na 915 MHz a základné zapojenie detektoru [4].



Obr. 2.4 Vplyv hodnoty RC na výslednú obáľku striedavého signálu [5]

Hodnota rezistora a kondenzátora teda závisí od frekvencie nosnej vlny f_c a maximálnej bitovej rýchlosti W , ktorá určuje frekvenciu užitočného signálu namodulovaného na nosnú vlnu. Vzťah, podľa ktorého sa hodnoty R a C navrhujú je (2.1)

$$\frac{1}{f_c} \ll RC \ll \frac{1}{W} \quad (2.1)$$

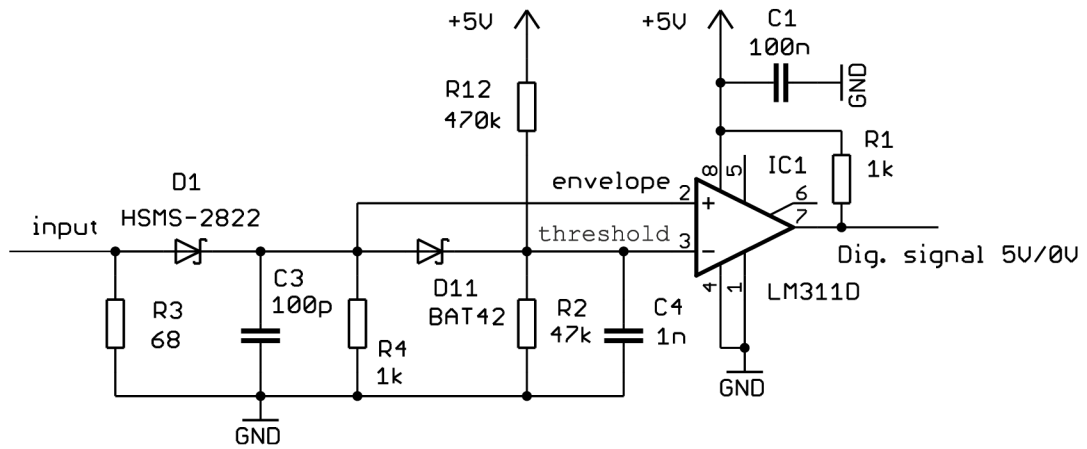
Pre frekvenciu nosnej vlny $f_c = 900$ MHz, maximálnu bitovú rýchlosť $W = 640$ kbps a odpor rezistoru $R_4 = 1$ k Ω vychádza interval hodnôt kapacity podľa (2.2, 2.3) [5].

$$C_3 \gg \frac{1}{f_c \cdot R_4} = \frac{1}{900 \cdot 10^6 \cdot 1000} = 1.1 \text{ pF} \quad (2.2)$$

$$C_3 \ll \frac{1}{W \cdot R_4} = \frac{1}{640000 \cdot 1000} = 1562,5 \text{ pF} \quad (2.3)$$

Kapacita kondenzátora musí teda spadať do intervalu od 1,1 pF do 1562,5 pF. Zvolená

bola hodnota 100 pF. Výsledný návrh schémy demodulátora je na obr. 2.5.



Obr. 2.5 Schéma demodulátora.

Výstupný signál z obáľkového detektoru vstupuje do komparátora. Súčasne vstupuje tento signál aj do druhého obáľkového detektoru s oveľa väčšou časovou konštantou. Na výstupe tohto obáľkového detektoru je potom signál, ktorý slúži ako rozhodovacia úroveň pre komparátor. Podľa protokolu EPC Class1 Gen2 je rozsah rýchlosti odpovede tagu 40 kbps až 640 kbps [15]. Časová konštanta druhého obáľkového detektoru sa vypočíta tak, aby aj pri rýchlosti $W = 40$ kbps bolo zvlnenie rozhodovacieho signálu minimálne, a to podľa vzťahu (2.4)

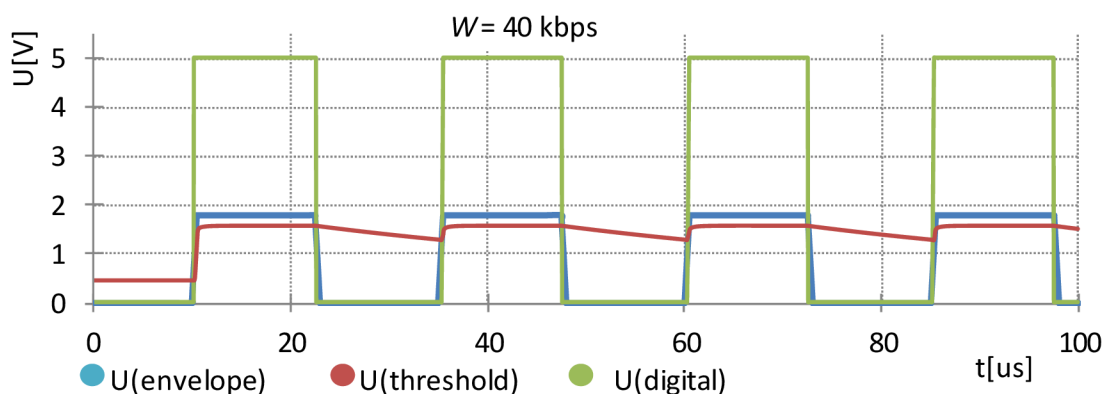
$$C4 > \frac{1}{R2 \cdot W} = \frac{1}{47 \cdot 10^3 \cdot 40 \cdot 10^3} = 532 \text{ pF} . \quad (2.4)$$

Pre hodnotu rezistora $R2 = 47 \text{ k}\Omega$ bola zvolená hodnota kondenzátora $C4 = 1 \text{ nF}$.

Na výstupe komparátora je demodulovaný digitálny signál, predstavujúci odpoveď tagu určenú pre čítačku.

Na zápornú svorku je cez odporový delič, tvorený rezistormi $R12$ a $R2$, privedené napätie $0,45 \text{ V}$, ktoré zabezpečí nízku úroveň na výstupe komparátora v momente, keď tag nevysielal žiadnu odpoveď.

Na obr. 2.6 je simulácia priebehu napätí na demodulátore. Do demodulátora vstupuje modulovaná nosná vlna o frekvencii 900 MHz s amplitúdou 2 V , na ktorú je namodulovaný obdĺžnikový signál so striedou 50% a hĺbkou modulácie 100% . Snímané je napätie na obáľkovom detektore U_{envelope} , rozhodovacia úroveň $U_{\text{threshold}}$ a demodulovaný digitálny signál na výstupe komparátora U_{digital} .



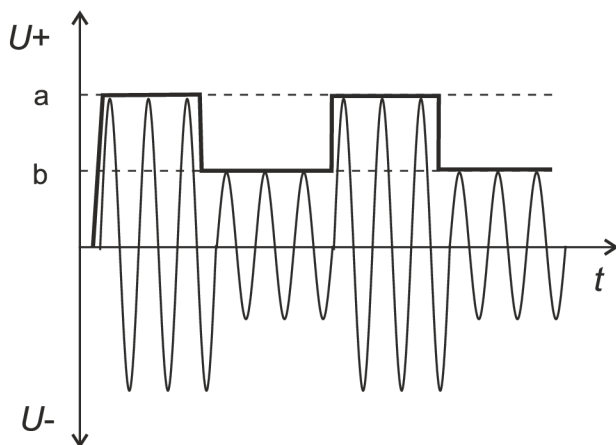
Obr. 2.6 Simulácia demodulátora pre dátovú rýchlosť $W = 40$ kbps.

2.3 Detektor hĺbky modulácie

Jedným z parametrov charakterizujúcich amplitúdovú moduláciu je hĺbka modulácie. Hĺbku modulácie vyjadruje modulačný index m a nadobúda hodnoty od 0 do 1. Častejšie sa však používa vyjadrenie v percentách, takže sa index násobí 100. V prípade, že je modulačný index väčší ako 1 (resp. 100 %) nastane premodulovanie a vznikne skreslenie priebehu výstupného signálu. Hĺbka modulácie m je definovaná vzťahom (2.5)

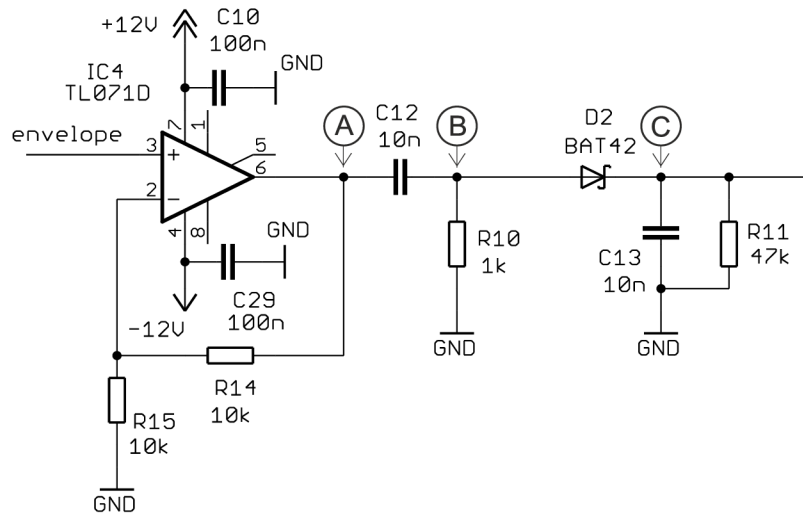
$$m = \frac{a - b}{a + b}, \quad (2.5)$$

kde a a b predstavuje hornú a dolnú úroveň obálky signálu (viz obr. 2.7).



Obr. 2.7 Obálka signálu.

Návrh detektora hĺbky modulácie zahŕňa kombináciu operačného zosilňovača, derivačného CR článku a diódového detektora. Schéma navrhnutého detektora hĺbky modulácie je na obr. 2.8.



Obr. 2.8 Schéma detektora hĺbky modulácie.

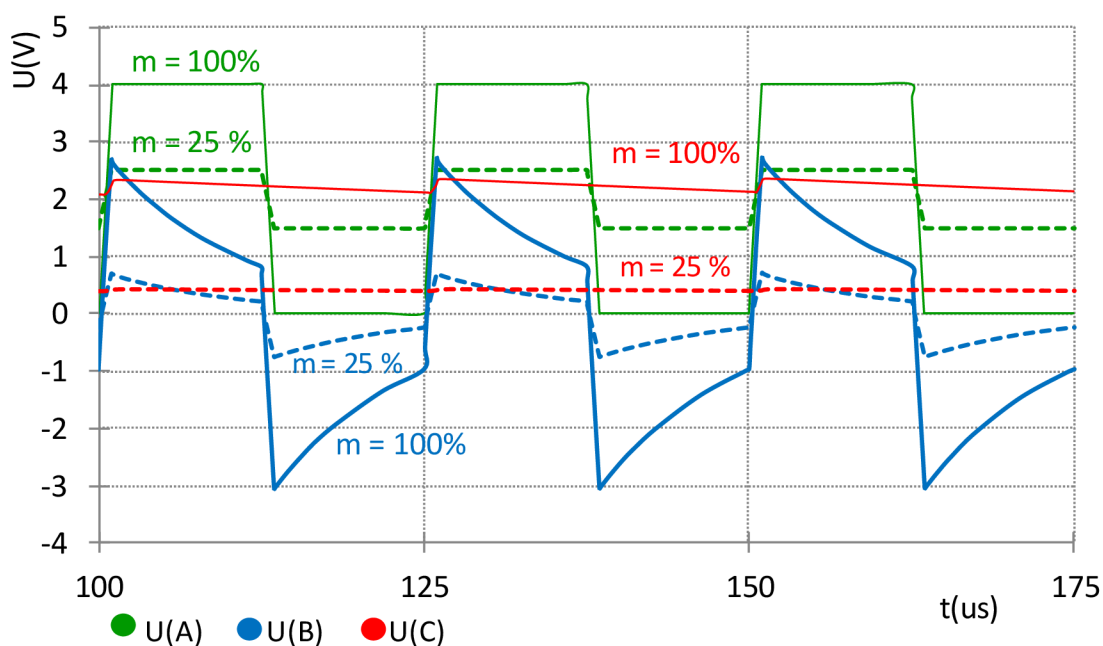
Operačný zosilňovač TL071 zosilní demodulovanú obálku signálu so zosilnením $A_u = 2$. Zosilnenie je dané hodnotami rezistorov R14 a R15 a to podľa vzorca 2.6

$$A_u = 1 + \frac{R14}{R15} = 1 + \frac{10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 2 \quad (2.6)$$

CR článok tvorený kondenzátorom C12 a rezistorom R10 je navrhnutý tak, aby medzná frekvencia bola menšia ako frekvencia odpovede tagu, keďže CR článok sa správa ako horná priepusť. Frekvencia odpovede tagu podľa protokolu EPC Class1 Gen2 je od 40 kHz do 640 kHz. Pre hodnoty súčiastok $R10 = 1 \text{ k}\Omega$ a $C12 = 10 \text{ nF}$ vychádza medzná frekvencia $f_{mez} = 15,9 \text{ kHz}$ (podľa 2.7).

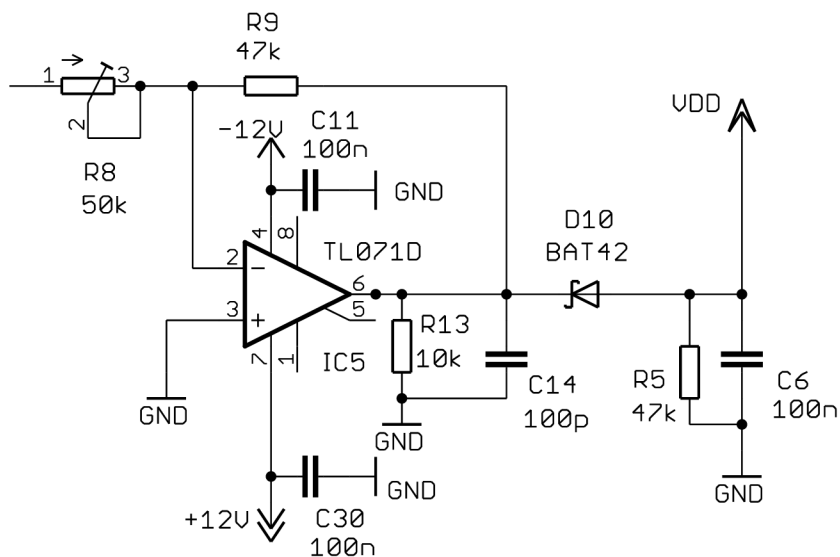
$$f_{mez} = \frac{1}{2\pi \cdot R10 \cdot C12} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 15915,5 \text{ Hz} \quad (2.7)$$

CR článok odstráni z obálky signálu jednosmernú zložku. Zmenou hĺbky modulácie sa mení aj špičková hodnota signálu za CR článkom. Diódový detektor má dostatočne veľkú časovú konštantu tvorenú súčiastkami C13 a R11, aby výsledný signál bol dostatočne vyfiltrovaný aj pre frekvenciu odpovede 40 kHz. Simulácia priebehu je na obr. 2.9, pričom frekvencia vstupného signálu (obálky) je 40 kHz a hĺbka modulácie m je 100 % a 25 %. Vykreslené priebehy signálov sú z jednotlivých bodov A, B, C, označených v schéme na obr. 2.8.



Obr. 2.9 Simulácia detektoru hĺbky modulácie pre $W = 40$ kbps.

Po získaní kladnej hodnoty napätia, ktorého veľkosť je priamo úmerná hĺbke modulácie, je toto napätie zosilnené invertujúcim zosilňovačom IC5 (viz obr. 2.10). Zosilnenie invertujúceho zosilňovača TL071 sa nastaví trimrom R8 tak, aby výstupné napätie V_{DD} malo hodnotu -9 V pri hĺbke modulácie 100%. Pri tomto napätí dôjde k spoľahlivému zaškrteniu kanálu JFET tranzistoru, popísaného v kapitole 2.5.



Obr. 2.10 Schéma invertujúceho zosilňovača.

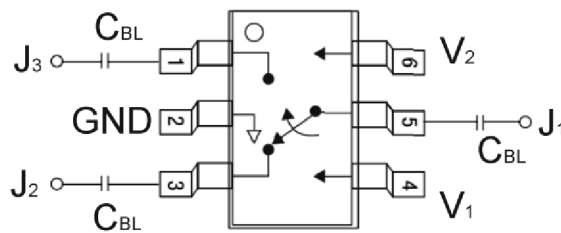
Odozva na zmenu riadiaceho napätia V_{DD} zmenou hĺbky modulácie je daná časovou konštantou rezistora R5 a kondenzátora C6. Tá vychádza $4,7$ ms. Pri zvyšovaní hĺbky modulácie sa kondenzátor C6 dobíja cez diódu D10, čím sa záporné riadiace

napätie zväčšuje takmer okamžite. Pri znižovaní hĺbky modulácie sa napätie na kondenzátore C6 vybíja cez rezistor R5 s časovou konštantou $\tau = 4,7$ ms. K úplnému vybitiu kondenzátora dochádza približne po čase väčšom ako 5τ , čomu odpovedá čas 23,5 ms. Maximálna doba odozvy na zmenu laditeľnej impedancie riadenej napätím V_{DD} je preto 23,5 ms.

2.4 Modulátor

Navrhovaný backscatter modulátor využíva amplitúdovú moduláciu. Odpoveď tagu sa teda namoduluje na nosnú vlnu vysielanú z čítačky. Ak chce tag odoslať dátovú nulu, anténa je prepnutá k impedančne prispôsobenej záťaži a odráža sa minimum nosnej vlny. Ak je anténa prepnutá k impedančne neprispôsobenej záťaži, veľká časť nosnej vlny sa odrazí, čo predstavuje dátovú jednotku. Jednou zo základných požiadaviek na navrhovaný modulátor je možnosť plynulej zmeny impedancie neprispôsobeného obvodu. To umožní meniť úroveň odrazenej vlny, čím sa mení aj rozdiel medzi vysokou a nízkou úrovňou odpovede tagu.

Ako prepínač medzi impedanciami je použitý SPDT prepínač AS213. Prepínač je určený pre frekvenčný rozsah 100 MHz až 3 GHz. Principiálna schéma prepínača je na obr. 2.11.



Obr. 2.11 Prepínač SPDT AS213 [6].

Pre aplikácie s frekvenciou nad 500 MHz je nutne použiť blokovacie kondenzátory C_{BL} s kapacitou 100 pF. Signál z antény je privedený na vstup J_1 . Na svorku J_2 je pripojená záťaž prispôbena k impedancii antény a na svorku J_3 je naopak impedančne neprispôbena záťaž. Prepínanie medzi svorkami J_2 a J_3 je riadené napätím na svorkách V_1 a V_2 podľa tabuľky 2.1.

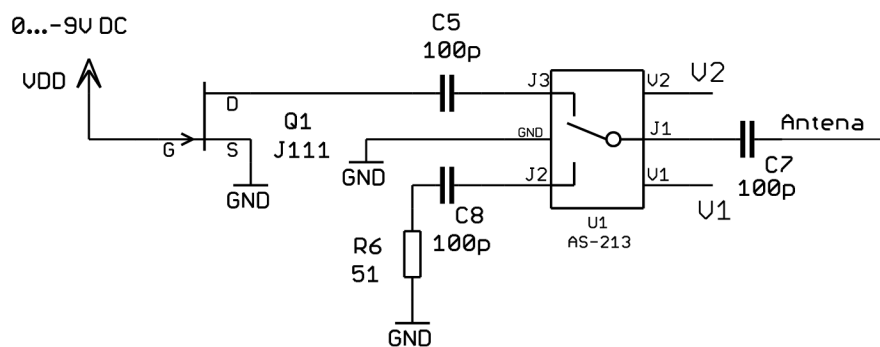
Tab. 2.1 Ovládanie prepínača AS213 [6]

V_1	V_2	$J_1 - J_2$	$J_1 - J_3$
0	V_{HIGH}	Izolované	Spojené
V_{HIGH}	0	Spojené	Izolované

Minimálny čas na prepnutie prepínača je 20 ns, čo umožňuje prepínať s frekvenciou až 25 MHz. Ďalšie vlastnosti vybraného prepínača AS213 sú [6]:

- Rozsah riadiaceho napätia V_{HIGH} 1,8 V až 5 V.
- Maximálny výkon vstupného RF signálu 2 W (pre $f > 500$ MHz)
- Vložený útlm (*Insertion loss*) 0,3 dB (100 - 1000 MHz)
- Izolácia (*Isolation*) 27 dB (100 - 1000 MHz)

Ako impedančne prispôsobená záťaž je použitý rezistor s odporom 51Ω . Impedančne neprispôsobenú záťaž s možnosťou zmeny impedancie predstavuje J-FET tranzistor J111. Vlastnosti tranzistoru sú detailnejšie popísané v nasledujúcej kapitole 2.5. Schéma celého modulátora je na obr. 2.12. Digitálny signál získaný z komparátora má napätovú úroveň 5 V pre bitovú 1 a 0 V pre bitovú 0. Dvojicou invertorov je tento signál privedený na svorky V_1 a V_2 tak, aby pre bitovú 1 bola prepojená kombinácia J_1 - J_3 a pre bitovú 0 naopak kombinácia J_1 - J_2 .



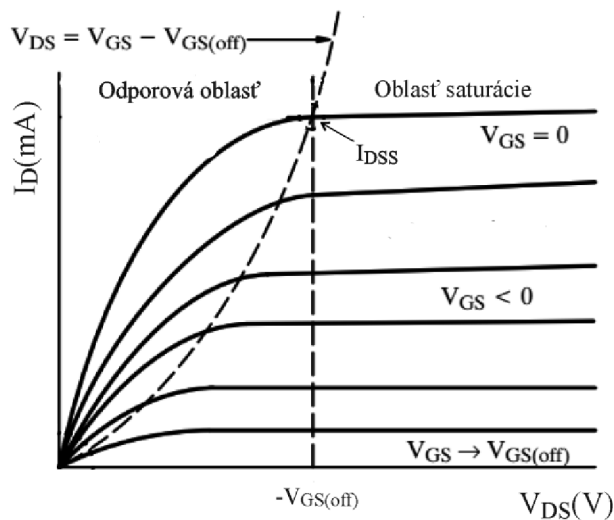
Obr. 2.12 Schéma modulátora.

2.5 Laditeľná záťaž

Hlavnou vlastnosťou laditeľnej záťaže je zmena reálnej zložky impedancie v závislosti na zmene riadiaceho napätia. Ide teda o odpor riadený napätím. V ideálnom prípade by mal byť odpor nastaviteľný plynule od 0Ω , čo predstavuje skrat, až po veľmi veľký odpor predstavujúci otvorený obvod. Frekvenčné pásmo, v ktorom bude záťaž používaná je 860 MHz až 960 MHz. Pre túto aplikáciu bol vybraný unipolárny tranzistor JFET-N s označením J111.

Tranzistor pracuje v odporovej oblasti výstupnej VA charakteristiky. Pre malé napätia U_{DS} sú všetky krivky U_{GS} takmer lineárne a tranzistor funguje ako napätím riadený odpor. Zmenou U_{GS} sa mení sklon krivky, a teda aj odpor kanálu medzi elektródami S a D (viz obr. 2.13).

Najmenší odpor tranzistoru je v otvorenom stave, čiže v stave, keď riadiace napätie U_{GS} má hodnotu 0 V. Tento odpor sa označuje ako $r_{\text{DS(on)}}$, je daný geometriou tranzistoru FET a jeho maximálna hodnota pre tranzistor J111 je $r_{\text{DS(on)}} = 30 \Omega$. Zvyšovaním záporného napätia U_{GS} sa zvyšuje odpor kanálu r_{DS} medzi elektródami S a D až do úplného uzavretia. Napätie, pri ktorom dôjde k úplnému uzavretiu tranzistoru je označované ako $U_{\text{GS(off)}}$ a pre tranzistor J111 má hodnotu -3 V až -10 V [8]. Tranzistor pracuje v odporovej oblasti pokiaľ platí vzťah $U_{\text{DS}} \leq U_{\text{GS}} - U_{\text{GS(off)}}$ [7].

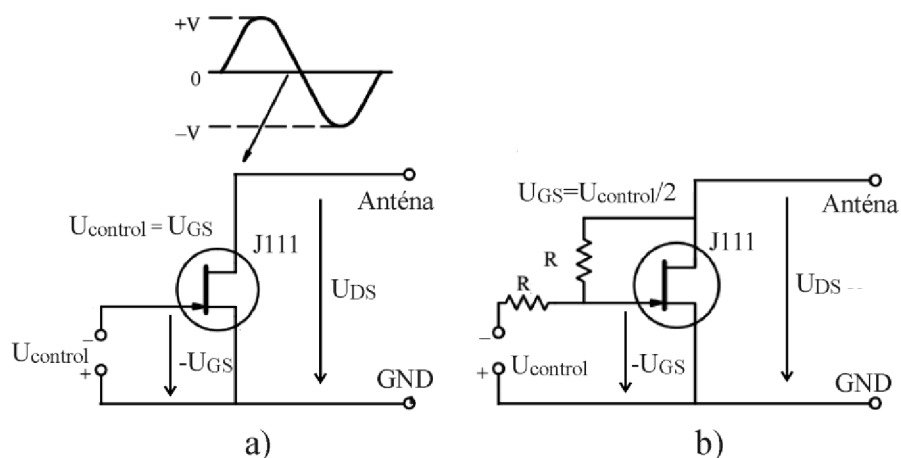


Obr. 2.13 Výstupná VA charakteristika JFET tranzistoru [7].

Tranzistor JFET-N sa štandardne používa s kladným napätím U_{DS} , čo vyjadruje prvý kvadrant výstupnej VA charakteristiky. Avšak funkcia tranzistoru sa nezmení ani pri malých záporných napätiach U_{DS} (tretí kvadrant VA charakteristiky).

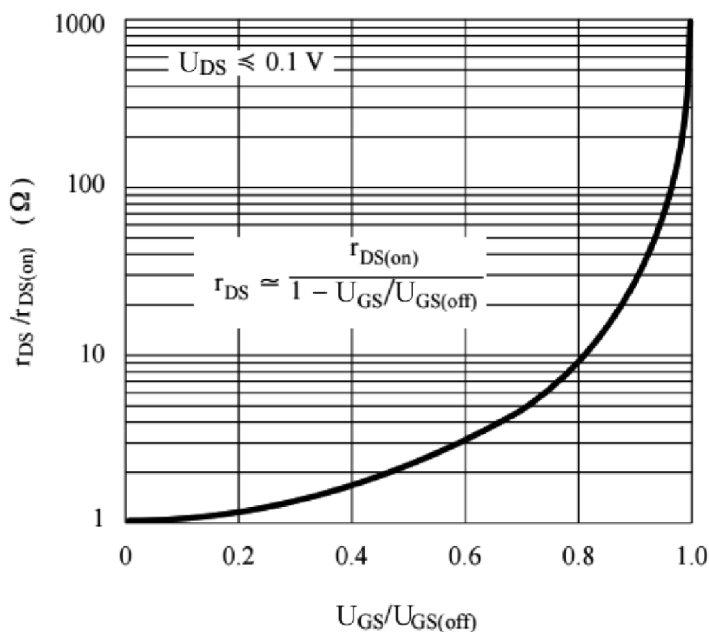
Zvyšujúce napätie U_{DS} spôsobuje ohyb a zníženie strmosti prevodnej charakteristiky. K tomu dochádza preto, že kanál nie je ovplyvňovaný už len elektrickým poľom spôsobeným napätím U_{GS} , ale aj poľom spôsobeným napätím U_{DS} . Pre striedavé signály môže spôsobovať táto nelinearita skreslenie. Čím má signál väčšiu špičkovú hodnotu U_{p-p} , tým je skreslenie väčšie.

Väčšina aplikácií s elektronicky nastaviteľným odporom vyžaduje minimálne skreslenie signálu aj pre väčšie signály. K minimalizácii skreslenia je možné použiť spätnú väzbu. Spätnú väzbu tvoria dva rezistory (viz obr. 2.14), ktoré majú rovnakú a dostatočne veľkú hodnotu aby nezaťažovali zvyšok obvodu. Pre väčšinu aplikácií spoľahlivo funguje ak je hodnota rezistorov 470 k Ω [7].



Obr. 2.14 Zapojenie JFET tranzistoru a) bez spätnej väzby b) so spätnou väzbu [7].

Výsledný odpor kanálu r_{DS} konkrétneho JFET tranzistoru je závislý od hodnôt $r_{DS(on)}$, $U_{GS(off)}$ a od riadiaceho napätia U_{GS} . Závislosť týchto parametrov je vynesená v grafe na obr.2.15. Hodnoty r_{DS} U_{GS} sú normalizované k hodnotám $r_{DS(on)}$ a $U_{GS(off)}$.



Obr. 2.15 Graf závislosti normalizovaného odporu r_{DS} na riadiacom napätí U_{GS} [7].

2.6 UHF anténa

Popisovaný backscatter modulátor je primárne navrhovaný pre použitie s externou UHF anténou s charakteristickou impedanciou 50Ω . Jednou z možností je vyrobiť backscatter modulátor, ktorý už bude obsahovať anténu na spoločnom substráte. Pre tento prípad je určený nasledujúci návrh UHF antény.

Existuje veľké množstvo rôznych tvarov antén vhodných pre tagy. Ich použitie sa volí podľa aplikácie, frekvenčného pásma a náročnosti na výrobu. Všeobecné podmienky, ktoré ovplyvňujú návrh vhodnej antény pre sériovo vyrábané pasívne a polopasívne tagy sú nasledovné:

- Cena – tagy sú komponenty, ktoré sa vyrábajú a používajú vo veľkých množstvách, takže každá jeho časť musí byť čo najlacnejšia. Cena antény zahŕňa materiál substrátu a proces výroby antény.
- Veľkosť – dĺžka polvlnného dipólu s rezonančnou frekvenciou 900 MHz je 16 cm. Ideálna dĺžka pasívnych tagov je 10 cm [2].
- Impedančné prispôsobenie – pri návrhu štruktúry antény je dôležité poznať vstupnú impedanciu čipu resp. demodulátoru ku ktorému musí byť anténa impedančne prispôbena

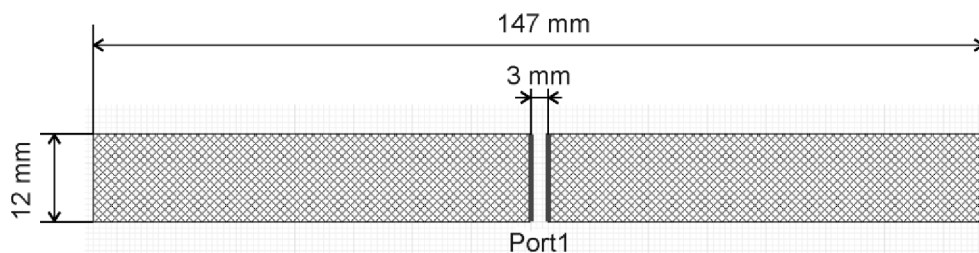
Keďže pri návrhu antény pre emulátor tagu nie sú spomínané podmienky kľúčové, nie je potrebné navrhovať komplikovanú štruktúru.

Ako anténa pre navrhovaný emulátor tagu je zvolený jednoduchý mikropásikový polvlnný dipól s dĺžkou $\lambda/2$. Frekvenčné pásmo UHF je v rozmedzí 860 MHz až 960 MHz. V Európe sa však využíva pásmo od 865 MHz do 868 MHz, a preto je ako rezonančná frekvencia dipólu zvolená hodnota 867 MHz. Dĺžka polvlnného dipólu sa potom dopočíta podľa (2.8)

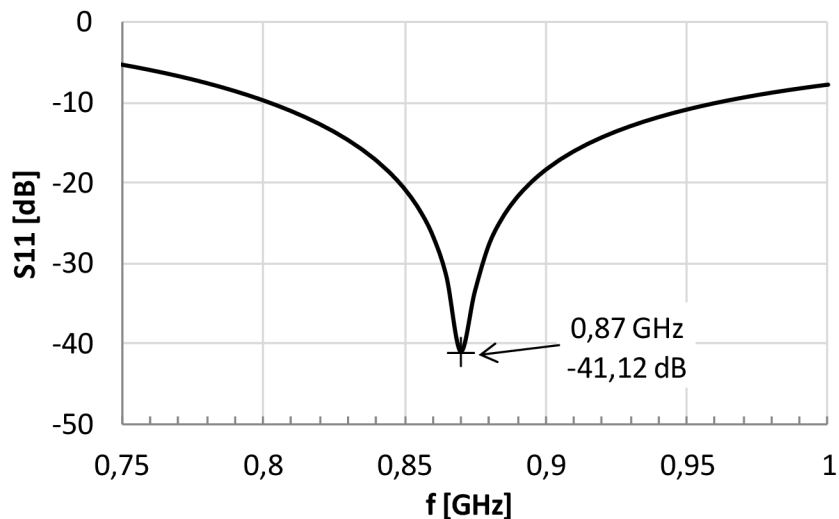
$$\lambda/2 = \frac{c}{f \cdot 2} = \frac{3 \cdot 10^8}{867 \cdot 10^6 \cdot 2} = 0,173\text{m} = 17,3\text{cm}, \quad (2.8)$$

kde λ je vlnová dĺžka šíriacej sa vlny, c je rýchlosť šírenia rádiových vln vo vákuu a f je rezonančná frekvencia dipólu. U mikropásikového dipólu je anténa štruktúra vyleptaná do kovovej vrstvy viazanej na izolačnom dielektrickom substráte. Ako substrát je zvolený obyčajný kuprextit FR4, vybraný pre jeho ľahkú dostupnosť a nízku cenu. Jeho relatívna permitivita je $\epsilon_r = 4,4$ a stratový činiteľ $\text{tg } \delta = 0,02$. Hrúbka je 0,8 mm s vrstvou medi 35 μm . Tým, že je anténa umiestnená na substráte je potrebné počítať aj s činiteľom skrátenia. Dĺžka dipólu sa tým skráti, pretože dĺžka vlny sa v substráte znižuje nepriamo úmerne $\sqrt{\epsilon_r}$ [9].

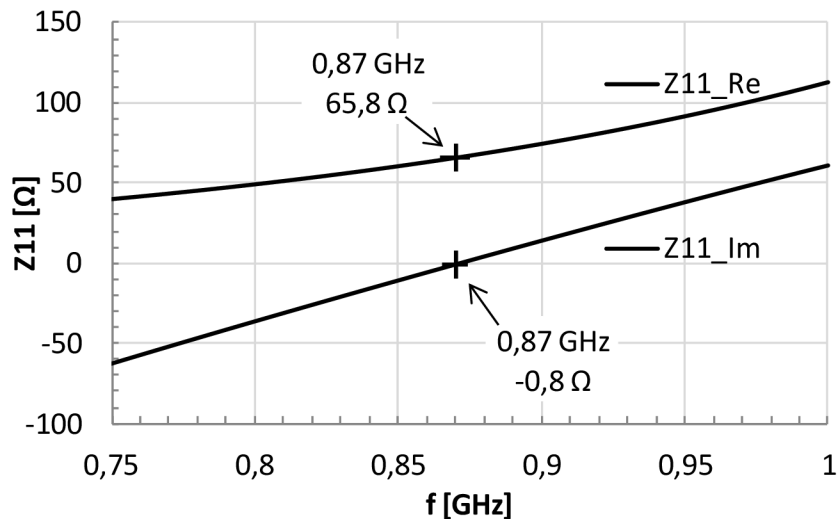
Ako softwarový nástroj na návrh antény a jej simuláciu bol použitý program Ansoft Designer SV. V programe je treba správne vybrať substrát, odstrániť druhú vodivú vrstvu, ktorú program berie ako zem a použiť diferenciálny port. Výsledná dĺžka dipólu pre rezonančnú frekvenciu 867 MHz potom vychádza 157 mm. Po vyrobení a zmeraní antény bolo treba anténu skrátiť na dĺžku 147 mm (meranie je popísané v kapitole 3.3). Šírka dipólu sa volí približne $0,05\lambda$ a medzera medzi ramenami $0,01\lambda$ (viz. obr. 2.16). Výsledné hodnoty simulácie parametra S11, reálna a imaginárna zložka vstupnej impedancie sú na nasledujúcich obr. 2.17 a obr. 2.18.



Obr. 2.16 Tvar a rozmery navrhovaného dipólu.



Obr. 2.17 Graf závislosti parametra S11 na frekvencii.



Obr. 2.18 Graf závislosti impedancie dipólu na frekvencii.

Z grafu závislosti vstupnej impedancie na frekvencii na obr. 2.18 je možné vyčítať, že reálna zložka na frekvencii 870 MHz má hodnotu 65,8 Ω a imaginárna $-j0,8 \Omega$. Podmienkou spoľahlivého fungovania antény je impedančné prispôsobenie k charakteristickej impedancii vedenia. To je popísané v nasledujúcej kapitole 2.7.

2.7 Symetrizačný člen

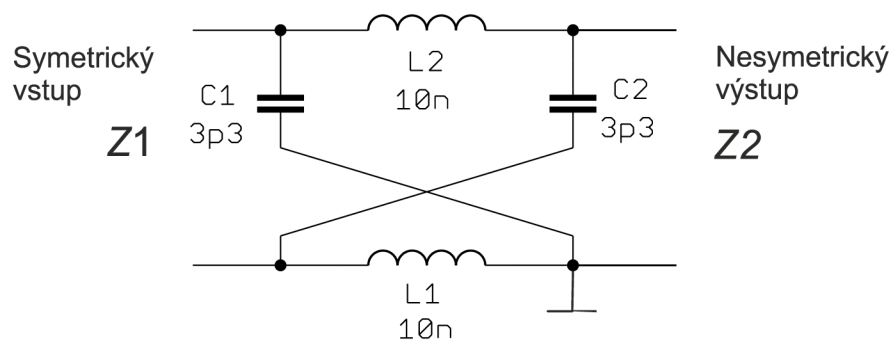
Pri napájaní symetrického dipólu je dôležité si uvedomiť, že nie je možné ho napájať bežným nesymetrickým vedením. Pri napájaní symetrického dipólu nesymetrickým vedením by došlo k výraznému ovplyvneniu vyžarovacej charakteristiky antény. Taktiež by sa znížila vyžarovacia energia antény a tým pádom by sa znížil zisk antény. Z toho dôvodu je nutné použiť k napájaniu buď symetrické napájacie vedenie, alebo symetrizačný člen (balun), ktorý zaisťuje symetrizáciu vedenia [10].

Na symetrizáciu je použitý LC balun z diskretných súčiastok (viz. obr. 2.19). Obsahuje dva kondenzátory a dve cievky, ktoré posúvajú fázu o $+90^\circ$ a o -90° . Fázový rozdiel medzi symetrickými vstupmi je 180° . Hodnoty súčiastok sa vypočítajú podľa vstupnej a výstupnej impedancie $Z1$, $Z2$ a pracovnej frekvencie f podľa vzorcov (2.9) a (2.10) [11].

$$L1 = L2 = \frac{\sqrt{Z1 \cdot Z2}}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{\sqrt{65 \cdot 50}}{2 \cdot \pi \cdot 867 \cdot 10^6} = 10,05nH \quad (2.9)$$

$$C1 = C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \sqrt{Z1 \cdot Z2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 867 \cdot 10^6 \cdot \sqrt{65 \cdot 50}} = 3,22pF \quad (2.10)$$

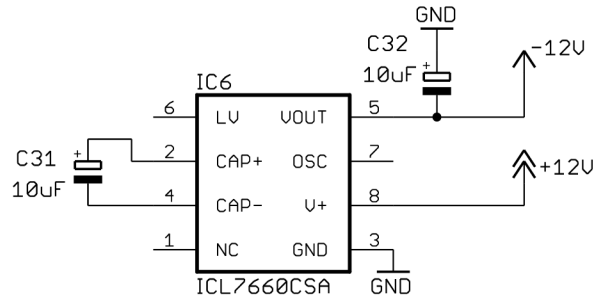
Impedancia $Z1$ predstavuje impedanciu dipólu. Otvorený dipól má štandardne impedanciu 75Ω , avšak podľa simulácie v kapitole 2.6 je impedancia mikropásikového dipólu umiestneného na substráte FR4 okolo 65Ω . Impedancia $Z2$ predstavuje charakteristickú impedanciu vedenia Z_0 , ktorá je 50Ω . Pracovná frekvencia f je 867 MHz , čo je stredná hodnota európskeho UHF pásma. Pre zjednodušenie výpočtov tohto symetrizačného člena existuje aj mnoho online kalkulátorov.



Obr. 2.19 Schéma symetrizačného člena.

2.8 Napájanie

Navrhovaný backscatter modulátor obsahuje niekoľko aktívnych prvkov, ktoré je treba napájať napätím $+12 \text{ V}$ a -12 V alebo $+5 \text{ V}$. Na napájanie je použitý externý napájací adaptér s výstupným jednosmerným napätím $+12 \text{ V}$. Záporné napätie -12 V je získané použitím napäťového konvertora ICL7660A. Zapojenie obvodu, ako konvertora kladného vstupného napätia na záporné výstupné napätie, je na obr. 2.20. Maximálne vstupné napätie obvodu je $+12 \text{ V}$. Prúdový odber zápornej napájacej vetvy je rádovo okolo 1 mA . Výkonová efektivita obvodu pre prúd 1 mA je až 95% [12].



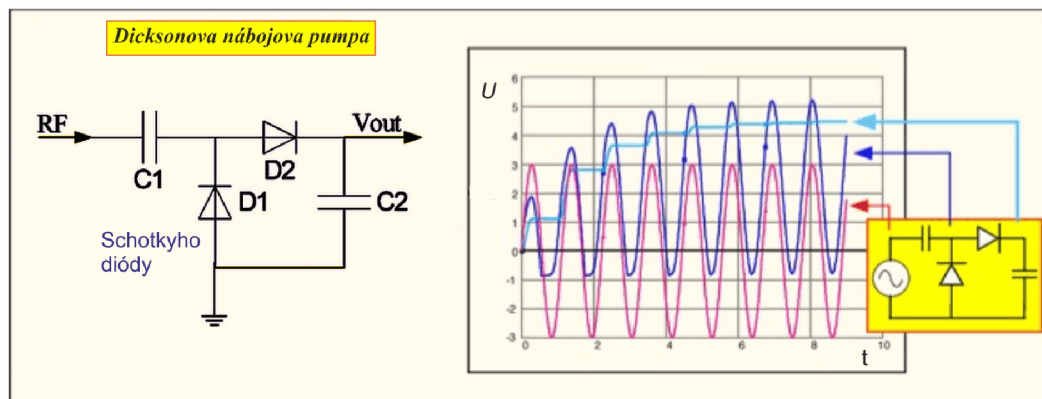
Obr. 2.20 Zapojenie napät'ového konvertora ICL7660A.

Napájacie napätie +5V je získane lineárnym napät'ovým stabilizátorom 78L05 z napätia +12 V. Prúdový odber je okolo 10 mA čo na stabilizátore spôsobí výkonové straty $P_{loss} = 70 \text{ mW}$ podľa (2.11).

$$P_{loss} = (U_{in} - U_{out}) \cdot I = (12 - 5) \cdot 0,01 = 70 \text{ mW} \quad (2.11)$$

2.9 RF signál ako zdroj napájacieho napätia

Jedným z možných vylepšení backscatter modulátora, ktoré povedie k pohodlnejšiemu používaniu, je nezávislosť od externého napájania. Modulátor by si mohol potrebnú energiu získať z RF signálu vysielaného z USRP. Zo striedavého RF signálu je možné využitím usmerňovacej diódy a filtračného kondenzátora získať kladné alebo záporné jednosmerné napätie. Vhodným usporiadaním viacerých kondenzátorov a diód je potom možné jednosmerné napätie násobiť na požadovanú hodnotu. Základným stavebným blokom takejto násobičky je Dicksonova nábojová pumpa (viz obr. 2.21).



Obr. 2.21 Dicksonova nábojová pumpa a priebehy napätí [13].

Výstupné napätie násobičky sa počíta podľa vzorca 2.12.

$$V_{out} = V_{pk} + (V_{pk} - V_{on}) - V_{on} = 2(V_{pk} - V_{on}) \quad (2.12)$$

kde V_{pk} je vstupné napätie a V_{on} je prahové napätie diód. Vyššie napätie je možné získať kaskádovým spájaním základných blokov do viacstupňovej násobičky.

Pre N -stupňovú nábojovú pumpu platí vzťah (2.13) [2].

$$V_{out} = 2 \cdot N \cdot (V_{pk} - V_{on}) \quad (2.13)$$

Zvyšovaním počtu stupňov N sa však zvyšuje aj celkový úbytok napätí na diódach a tým klesá efektívnosť.

Otočením všetkých diód je možné zo striedavého RF signálu rovnakým spôsobom získať záporné jednosmerné napätie.

Pre navrhovaný modulátor je vybraná schottkyho dióda HSMS-2822 v puzdre SOT-32. Je to rovnaká dióda, ako je použitá na obáľkový detektor demodulátoru. V puzdre sú dve sériovo zapojené diódy, takže na jeden blok násobičky postačuje jedno puzdro SOT-23. Prahové napätie diódy je $V_{on} = 340 \text{ mV}$, maximálna frekvencia $f_{max} = 4 \text{ GHz}$ a maximálne záverné napätie $V_{BR} = 15 \text{ V}$. Minimálny vstupný signál v zapojení bez predpätia je -20 dBm . Kapacita všetkých kondenzátorov v nábojovej pumpě je 100 pF .

Navrhovaný modulátor vyžaduje napájacie napätia $+12 \text{ V}$ a -12 V . Maximálny výkon vstupného signálu je daný maximálnym výstupným výkonom použitého USRP, čo je 20 dBm . Pre záťaž s impedanciou 50Ω vychádza špičkové napätie $V_{pk} = 3,162 \text{ V}$ (podľa 2.14, 2.15, 2.16).

$$P_{(mW)} = 10^{\frac{P_{(dBm)}}{10}} = 10^{\frac{20}{10}} = 100 \text{ mW} \quad (2.14)$$

$$P = \frac{V_{RMS}^2}{R} \Rightarrow V_{RMS} = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{0,1 \cdot 50} = 2,236 \text{ V} \quad (2.15)$$

$$V_{pk} = V_{RMS} \cdot \sqrt{2} = 2,236 \cdot \sqrt{2} = 3,162 \text{ V} \quad (2.16)$$

Počet potrebných stupňov na získanie jednosmerného napätia $+12 \text{ V}$ sa vypočíta podľa vzorca 2.13. Výsledne hodnoty výstupných napätí pre 1 až 4 stupne sú v tab. 2.2. Vybraná bola 3-stupňová násobička, s ktorou na získanie 12 V stačí vstupný výkon $17,38 \text{ dBm}$ (viz. tab. 2.2). Rovnaký počet stupňov je potom potrebný aj pre napätie -12 V , s tým rozdielom, že diódy sú zapojené opačne.

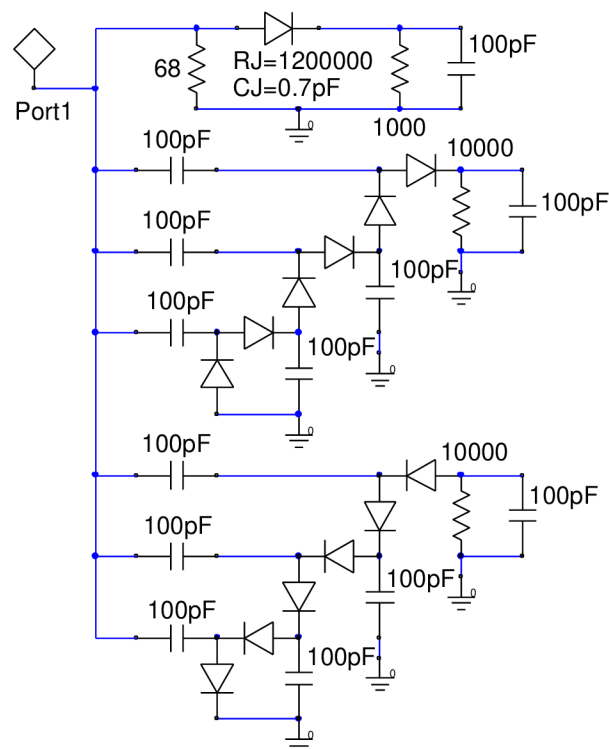
Tab.2.2 Hodnoty výstupných napätí pre viacstupňovú napäťovú násobičku.

Počet stupňov N	Špičkové napätie na vstupe V_{pk}	Vstupný výkon P	Napätie na výstupe V_{out}
1	3,162 V	20 dBm	5,644 V
2	3,162 V	20 dBm	11,288 V
3	2,34 V	17,38 dBm	12 V
4	1,84 V	15,3 dBm	12 V

2.10 Impedančné prispôsobenie

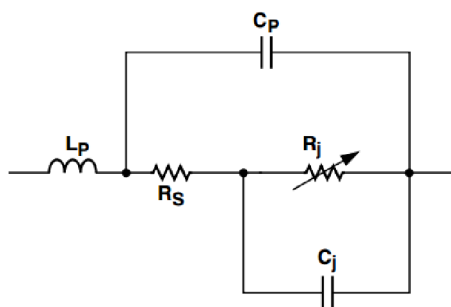
Impedancia riadiaceho USRP, ku ktorému sa navrhovaný backscatter modulátor pripája, je 50Ω . Vstupná impedancia modulátoru musí byť preto prispôbena prispôbovacím obvodom k impedancii 50Ω , aby nedochádzalo k odrazu vlny a využilo sa maximum prenášanej energie.

V prvom kroku je potrebné zistiť vstupnú impedanciu zapojenia. K vstupu je paralelne pripojený diódový obáľkový detektor, napäťová násobička pre napätie $+12 \text{ V}$ a napäťová násobička pre napätie -12 V . Vstupnú impedanciu ovplyvňujú kondenzátory rezistory a diódy. Na výpočet vstupnej impedancie je použitý simulačný program Ansoft Designer SV. Podmienkou pre správny výpočet je správny popis parametrov diódy HSMS-2822. Schéma, z ktorej vychádza simulácia je na obr. 2.22.



Obr. 2.22 Schéma pre simuláciu vstupnej impedancie.

Model diódy reprezentuje lineárny ekvivalentný obvod (viz. obr. 2.23). Hodnoty C_j , R_s , L_p a C_p sú uvedené priamo v tabuľke 2.3. Sú to hodnoty prevzaté z datasheetu [4], určené k simulácii modelu súčastky. Hodnoty L_p a C_p popisujú parazitnú indukčnosť a kapacitu puzdra a ich hodnoty sú prevzaté z datasheetu pre diódu HSMS-2852 [14].



Obr. 2.23 Náhradný lineárny obvod schottkyho diódy HSMS-2822.

Hodnota R_j závisí od viacerých faktorov a vypočíta sa podľa vzorca 2.17 [4].

$$R_j = \frac{8.33 \cdot 10^{-5} \cdot n \cdot T}{I_b + I_s} = \frac{8.33 \cdot 10^{-5} \cdot 1,08 \cdot 298,15}{0 + 2,2 \cdot 10^{-8}} = 1219217 \Omega \cong 1,2 M\Omega, \quad (2.17)$$

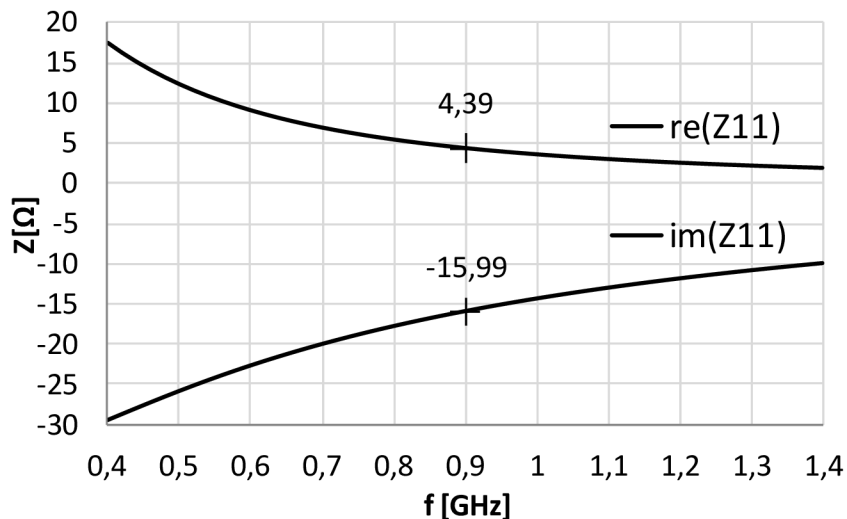
kde:

- n je faktor ideálnosti (tab.2.3),
- T je teplota okolia v kelvinoch ($25^\circ\text{C} = 298,15 \text{ }^\circ\text{K}$)
- I_b je externý prúd, ktorý nastavuje predpätie diód (*bias current*)
- I_s je saturačný prúd (tab.2.3)

Tab. 2.3 Spice parametre diódy HSMS-2822Modulátor [4].

Parameter	Hodnota
B_V	15 V
C_{J0}	0,7 pF
E_G	0,69 eV
I_{BV}	1e-4 A
I_S	2,2e-8 A
N	1,08
R_S	6,0 Ω
P_B	0,65V
P_T	2
M	0,5
L_p	2 nH
C_p	0,08 pF

Výsledok simulácie vstupnej impedancie pre frekvenčný rozsah od 400 MHz do 1400 MHz je v grafe na obr. 2.24. Na frekvencii 900 MHz vychádza reálna zložka impedancie 4.39 Ω a imaginárna zložka resp. reaktancia -15,99 Ω .



Obr. 2.24 Graf závislosti vstupnej impedancie na frekvencii neprispôsobeného obvodu.

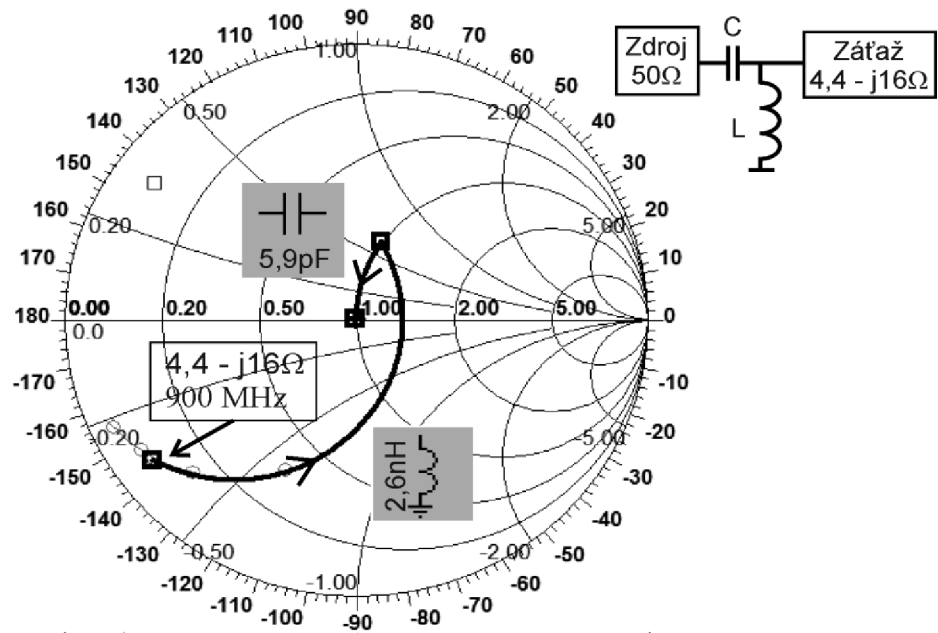
Podľa počtu stupňov násobičky napätia pripojených paralelne k diódovému detektoru obálky sa mení aj vstupná impedancia (viz. tab.2.4). Ak by bol diódový detektor zapojený samostatne, jeho vstupná impedancia by bola $61,7 - j19,0 \Omega$.

Tab. 2.4 Vstupné impedancie pre rôzny počet stupňov N násobičky.

N	Z _{in} [Ω]	N	Z _{in} [Ω]
0	61,7 - j19,0	4	8,3 - j21,5
1	37,2 - j33,4	5	5,9 - j18,4
2	20,7 - j30,5	6	4,4 - j16,0
3	12,6 - j26,2		

Po vypočítaní vstupnej impedancie je potrebné navrhnuť prispôsobovací obvod, ktorý transformuje túto impedanciu na požadovaných 50Ω . Cieľom je teda dosiahnuť, aby reálna zložka impedancie mala hodnotu 50Ω a imaginárna bola nulová. K tomu je možné použiť Smithov diagram, ktorý je jedným z nástrojov programu Ansoft Designer. Pre kontrolu je možné použiť taktiež aj niektorý online kalkulátor. Postup návrhu súčiastok v Smithovom diagrame je na obr. 2.25. Hodnoty impedancií vynesené do diagramu sú normované k charakteristickej impedancii $Z_0 = 50 \Omega$. Normovaná hodnota Z_{norm} sa z vstupnej impedancie $Z_{in} = 4,4 - j16,0 \Omega$ vypočíta podľa vzorca (2.18)

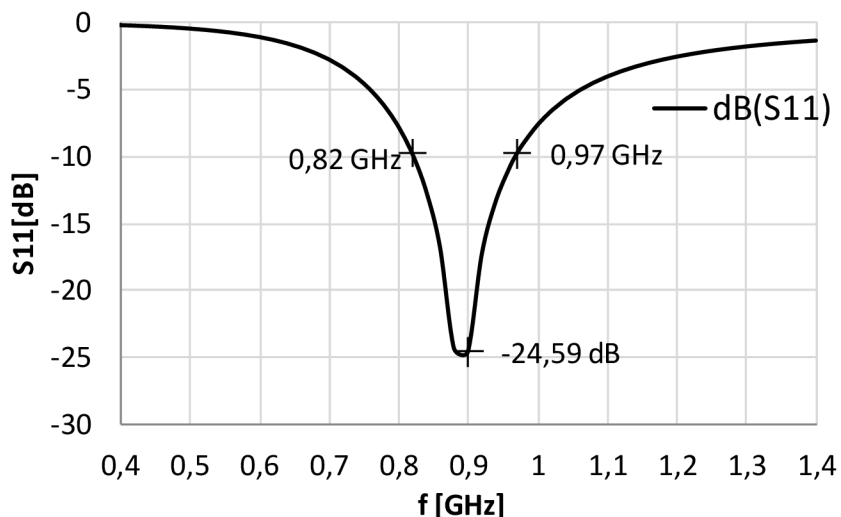
$$Z_{norm} = \frac{Z_{in}}{Z_0} = \frac{4,4 - j16,0}{50} = 0,088 - j0,32 \Omega \quad (2.18)$$



Obr. 2.25 Impedančné prispôsobenie v Smithovom diagrame.

K impedančnému prispôsobeniu je teda potrebný jeden kondenzátor s kapacitou 5,9 pF a cievka s indukčnosťou 2,6 nH. Po zaokrúhlení na dostupné hodnoty súčiastok vychádzajú hodnoty 6 pF a 2,7 nH.

Výsledný stav impedančného prispôsobenia je vyjadrený parametrom S_{11} v grafe na obr. 2.26. Na pracovnej frekvencii 900 MHz je hodnota $S_{11} = -24,59$ dB. Šírka pásma, v ktorom je hodnota S_{11} menšia ako -10 dB je 150 MHz, a to od 820 MHz do 970 MHz..



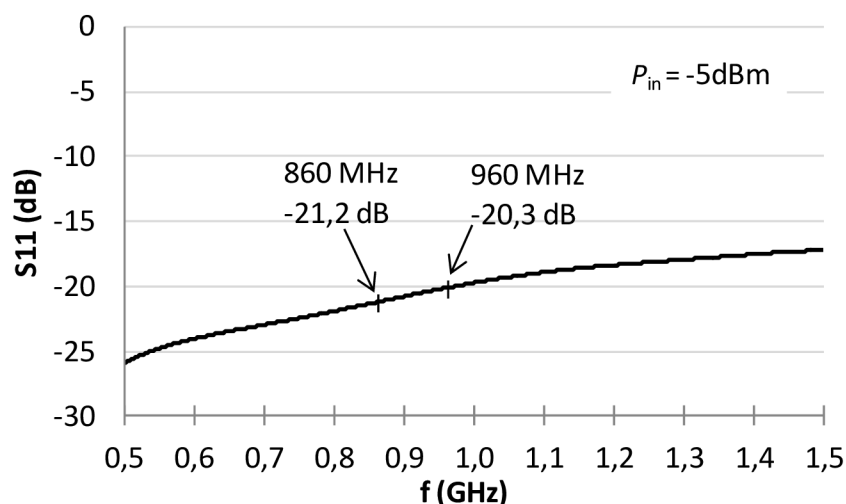
Obr. 2.26 Graf závislosti parametra S_{11} na frekvencii.

3 VÝSLEDKY PRÁCE

V tejto časti práce sú popísané dosiahnuté výsledky a parametre vyrobeného backscatter modulátora.

3.1 Parameter S11 prispôsobenej a neprispôsobenej záťaže

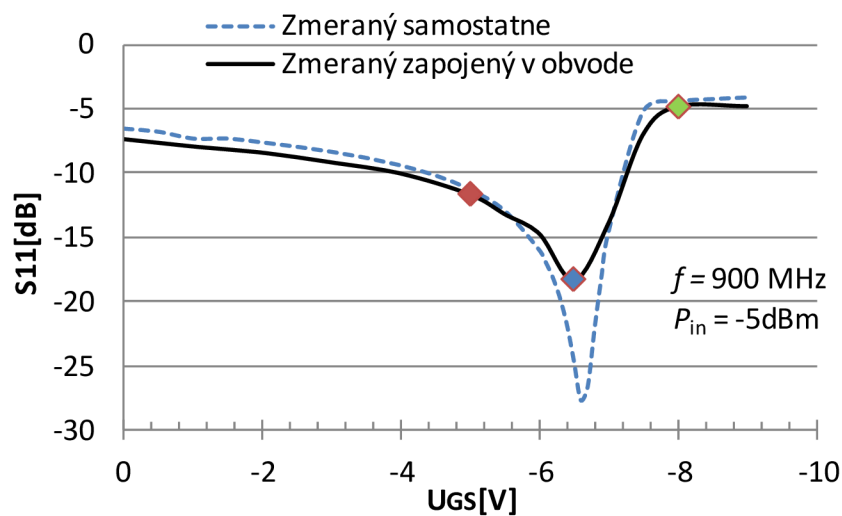
Základom funkčného backscatteringu je prepínanie antény medzi prispôsobenou a neprispôsobenou záťažou. Impedancia a miera prispôsobenia týchto záťaží v danom frekvenčnom pásme je preto dôležitým parametrom. V prvom kroku bol zmeraný parameter S11 vyjadrujúci veľkosť odrazenej vlny od prispôsobenej záťaže, čo predstavuje rezistor s odporom 51Ω . Meranie bolo realizované na vektorovom analyzátore vo frekvenčnom rozsahu 500 MHz až 1500 MHz. Zmenou vstupného výkonu v rozsahu od -20 dBm do 10 dBm sa hodnoty S11 nemenili. Namerané hodnoty sú v grafe na obr.3.1 a sú pre vstupný výkon -5 dBm. V pásme 860 MHz až 960 MHz je hodnota S11 okolo -20 dB, čo je pre prispôsobenú záťaž dostačujúce.



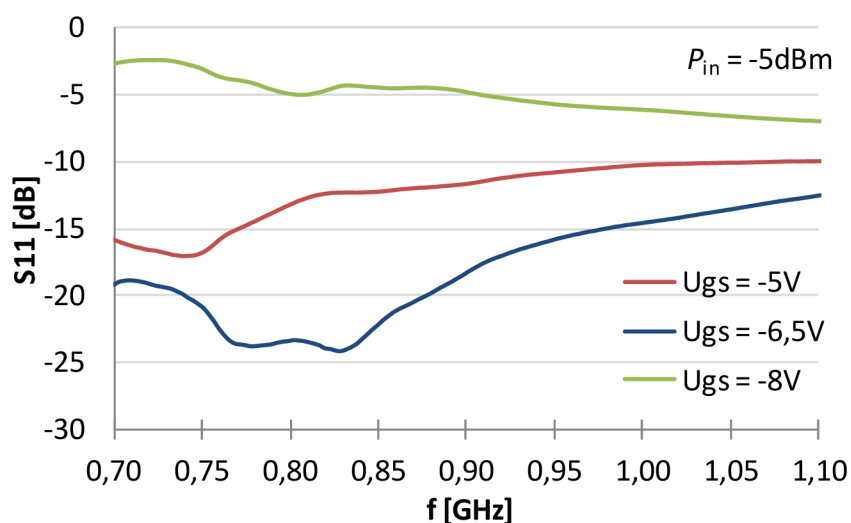
Obr. 3.1 S11 parameter prispôsobenej záťaže pre anténu.

V druhom kroku bolo zmerané správanie JFET-N tranzistoru J111, ako laditeľnej záťaže, vo frekvenčnom pásme, v ktorom bude používaný. O tom, či je tranzistor vhodný pre túto aplikáciu rozhodli prvé merania, pri ktorých bol tranzistor pripojený priamo k vektorovému analyzátoru. Tým bol minimalizovaný vplyv ostatných súčiastok a plošného spoja. Výsledky prvého merania sú v grafe na obr. 3.2, ktoré potvrdili, že zmenou napätia U_{GS} na hradle Gate je možné meniť jeho impedanciu, a to aj na frekvencii 900 MHz. Rovnako bol tranzistor zmeraný aj po zapojení do obvodu, kde sa už prejavil vplyv ostatných súčiastok. Zmerané výsledky sú tiež v grafe na obr. 3.2, kde je viditeľný rozdiel spôsobený vplyvom ostatných súčiastok po zapojení do obvodu.

Zmenou riadiaceho napätia je možné regulovať impedanciu tranzistoru tak, že môže nastať stav, kedy je tranzistor impedančne prispôsobený a stav kedy je maximálne neprispôsobený. Prvý hraničný stav nastane pri riadiacom napätí $U_{GS} = -6,5$ V, vtedy je prechodový odpor tranzistoru r_{DS} najbližšie k charakteristickej impedancii 50Ω a predstavuje maximálne prispôsobenie. Druhý hraničný stav nastane pri napätí $U_{GS} = -8$ V alebo väčšom, kedy dôjde k úplnému zaškrteniu kanálu tranzistoru, jeho prechodový odpor je maximálny a väčšina energie vlny sa odráža. Výsledky teda potvrdzujú, že JFET tranzistor J111 je možné použiť pre dané frekvenčné pásmo 860 MHz až 960 MHz a plynulá regulácia jeho impedancie je taktiež možná. Závislosť parametra S_{11} na frekvencii pre riadiace napätia $U_{GS} = -5$ V, $U_{GS} = -6,5$ V a $U_{GS} = -8$ V je v grafe na obr. 3.3. Farby kriviek v grafe sú podľa farebných bodov v grafe na obr. 3.2.



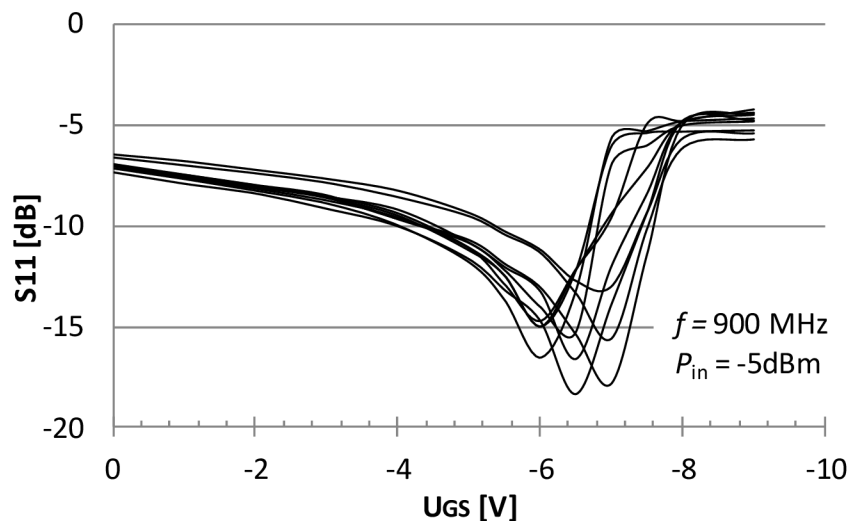
Obr. 3.2 Závislosť parametra S_{11} tranzistora J111 na riadiacom napätí U_{GS} .



Obr. 3.3 Priebeh parametra S_{11} v závislosti na frekvencii pre rôzne U_{GS} .

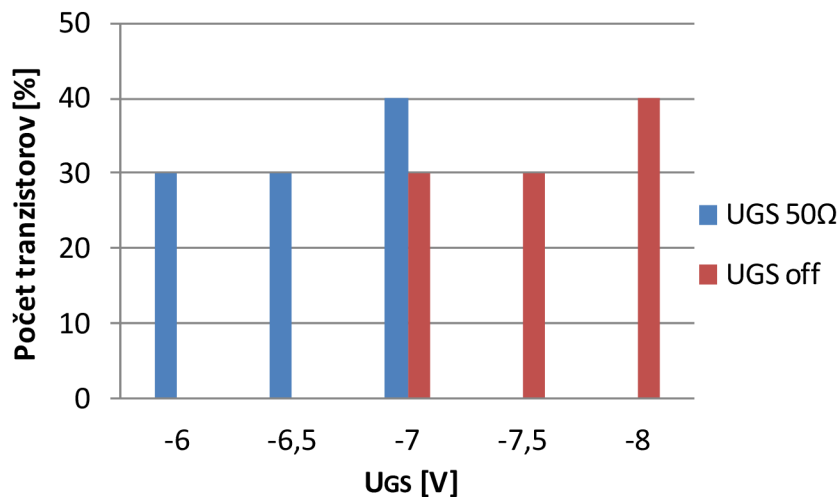
3.2 Meranie viacerých tranzistorov J111

Cieľom tohto merania bolo zistiť, či sa odlišujú vlastnosti jednotlivých kusov tranzistora J111. Prvou pozorovanou veličinou je napätie $U_{GS_{50\Omega}}$, pri ktorom má tranzistor impedanciu $50\ \Omega$. Druhou veličinou je napätie $U_{GS_{off}}$, pri ktorom dôjde k úplnému zaškrteniu kanálu tranzistora a jeho impedancia je maximálna. Zmeraných bolo 10 kusov tranzistora J111 v puzdre TO-92. Pri meraní bol tranzistor vždy zapojený v obvode tak, ako by bol reálne používaný. Výsledných 10 kriviek je vynesných do jedného grafu, popisujúceho závislosť parametra S11 na riadiacom napätí U_{GS} (viz obr. 3.4). Odlišnosť hodnôt $U_{GS_{50\Omega}}$ a $U_{GS_{off}}$ každého tranzistora je z kriviek viditeľná. Hodnota $U_{GS_{50\Omega}}$ sa u meranej vzorky tranzistorov pohybuje v rozsahu -6 V až -7 V, a hodnota $U_{GS_{off}}$ je v rozsahu -7 V až -8 V. Počet tranzistorov prislúchajúci k jednotlivým hodnotám $U_{GS_{50\Omega}}$ a $U_{GS_{off}}$ je vynesný v grafe na obr. 3.5. Z grafu je vidno, že rozloženie počtov s rovnakými hodnotami $U_{GS_{50\Omega}}$ a $U_{GS_{off}}$ u meranej vzorky je rovnomerné.



Obr. 3.4 Závislosť parametra S11 na riadiacom napätí U_{GS} pre 10 rôznych tranzistorov J111.

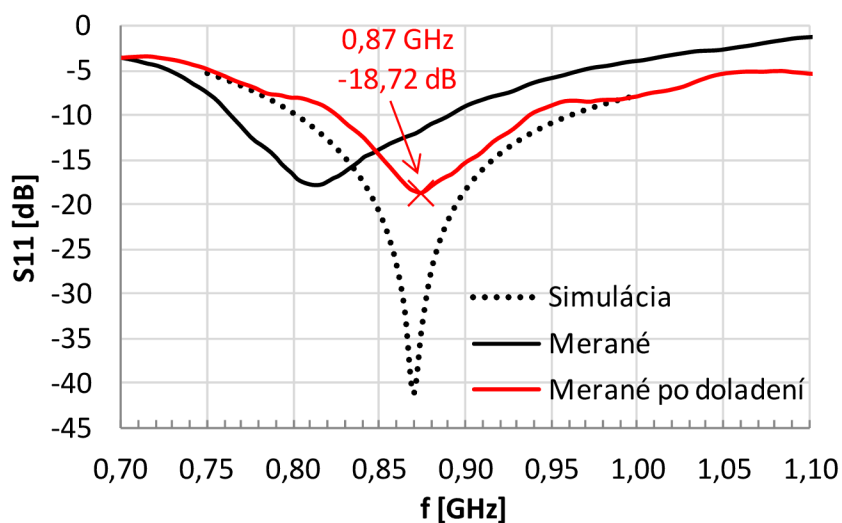
Takýto rozptyl hodnôt $U_{GS_{50\Omega}}$ a $U_{GS_{off}}$ tranzistorov J111 môže pri sériovej výrobe spôsobovať problémy. Ak by sa tranzistory pred použitím roztriedili, použiteľných by bolo len 30 – 40 %. Druhou možnosťou je zahrnúť do softwaru implementovaného v USRP možnosť kalibrácie, ktorá by eliminovala vplyv odchýlky jednotlivých kusov tranzistora J111.



Obr. 3.5 Rozdelenie počtu tranzistorov podľa hodnôt $U_{GS_50\Omega}$ a U_{GS_off} .

3.3 Meranie dipólovej antény

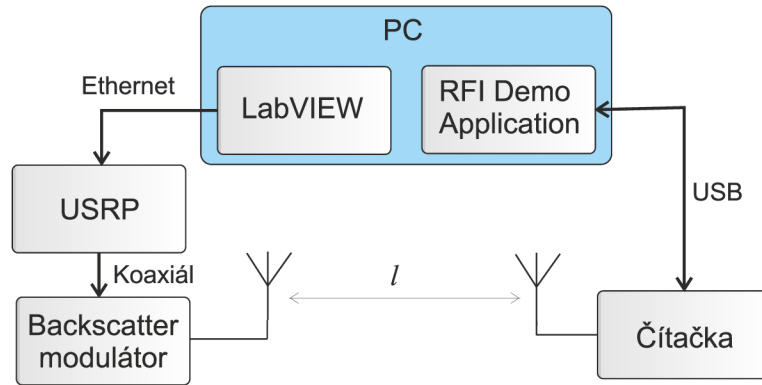
K navrhovanému modulátoru bola vyrobená externá anténa podľa návrhu v kapitole 2.6. Použitý bol rovnaký substrát, FR4 s hrúbkou 0,8 mm, ako pre modulátor, a to pre prípadne spojenie antény a modulátoru do jedného modulu. Dipólová anténa je doplnená o symetrizačný člen popísaný v kapitole 2.7. Vyrobený dipól bol zmeraný na vektorovom analyzátore, avšak jeho rezonančná frekvencia bola posunutá na frekvenciu 810 MHz. Preto bol dipól doladený skrátením o 5 mm z každej strany, čím bola dosiahnutá výsledná rezonančná frekvencia 870 MHz. Na obr. 3.6 je priebeh nameraných hodnôt S_{11} pred a po doladení a pre porovnanie aj priebeh S_{11} zo simulácie. Výsledná dĺžka dipólu je 147 mm namiesto vypočítaných 157 mm. Šírka pásma antény vychádza od 826 MHz do 937 MHz pre pokles pod -10 dB.



Obr. 3.6 Zmeraný parameter S_{11} navrhnutého dipólu.

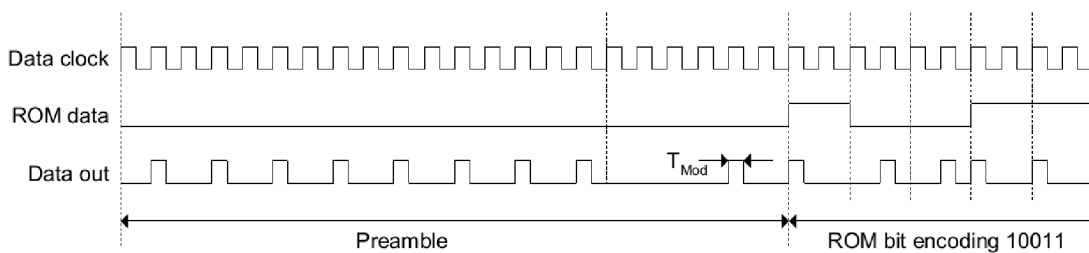
3.4 Meranie dosahu emulátoru tagu

Cieľom tohto merania bolo overenie celkovej funkčnosti navrhnutého a následne vyrobeného backscatter modulátora. Súčasne bola zameraná zmena maximálneho dosahu emulátora tagu v závislosti na hĺbke modulácie, ktorá mení impedanciu neprispôsobenej záťaže. Zapojenie prístrojov na pracovisku pri meraní je na obr. 3.7.



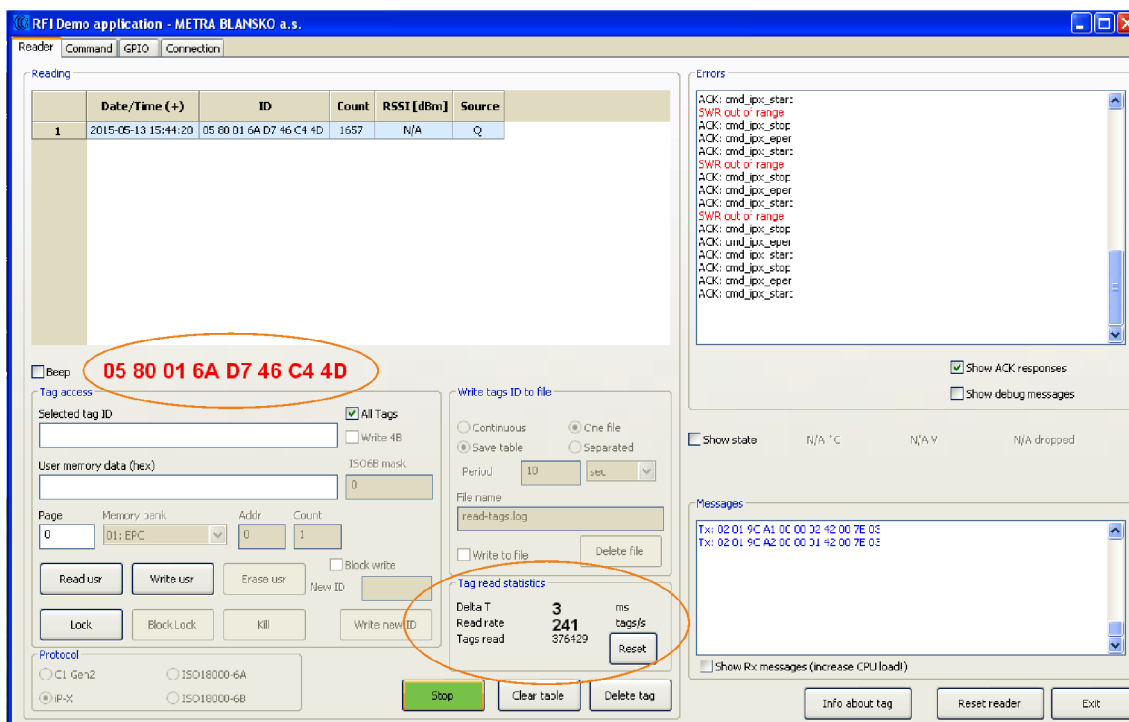
Obr. 3.7 Zapojenie prístrojov pre meranie maximálneho dosahu.

K otestovaniu funkčnosti komunikácie medzi emulátorom tagu a čítačkou je využitý komunikačný protokol TTO (tag talks only). Pri tomto protokole vysiela čítačka len nosnú vlnu, na ktorú emulátor tagu namoduluje svoju odpoveď podľa štandardu iP-X (typ EM4122) s maximálnou rýchlosťou 256 kbit/s [15]. Softwarové rádio je riadené aplikáciou vytvorenou v programe LabVIEW. V prvom kroku aplikácia inicializuje rádio, nastaví frekvenciu nosnej vlny na 900 MHz, rýchlosť vysielaných symbolov 10 MSa/s a následne v cykle vysiela odpoveď tagu. Odpoveď je kódovaná podľa štandardu iP-X (viz obr. 3.8), ktorým je zakódovaný identifikačný kód tagu 05 80 01 6A D7 46 C4 4D. Funkčnosť backscatter modulátora dokazuje dekódovanie odpovede čítačkou, ktorá zobrazí vysielané ID tagu v okne obslužného programu (viz obr. 3.9).



Obr. 3.8 Kódovanie odpovede podľa štandardu iP-X [15].

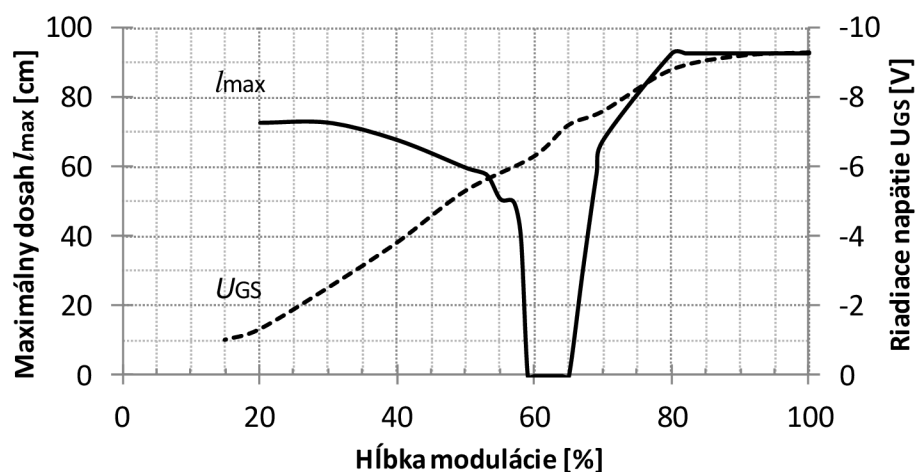
Čítačka použitá ku komunikácii s emulátorom tagu má označenie RFI21.1 od výrobcu Metra Blansko a.s. Táto čítačka podporuje protokoly iP-X, EPC Class 1 Gen 2, ISO18000-6A a ISO18000-6B. Obslužný program pre čítačku má názov RFI Demo Application a prostredie programu je na obr. 3.9. V rámci konfigurácie čítačky je výkon nastavený na maximum čo je 25 dBm, komunikačný protokol iP-X a európske UHF frekvenčné pásmo 865 – 868 MHz.



Obr. 3.9 Program RFI Demo Application.

Zmenu hĺbky modulácie odpovede tagu, vysielanej z USRP do backscatter modulátora, je možné regulovať priamo z vytvorenej aplikácie v LabVIEW. Tým je možné meniť riadiace napätie U_{GS} , na ktorom závisí impedancia tranzistora J111. Odporovým trimrom R8 je nastavené zosilnenie invertujúceho zosilňovača IC5 tak, aby pri hĺbke modulácie 100 % bolo riadiace napätie U_{GS} približne -9 V. Závislosť riadiaceho napätia na hĺbke modulácie je v grafe na obr. 3.10. Minimálna hĺbka modulácie, z ktorej dokáže backscatter modulátor demodulovať prenášanú odpoveď je $m = 20 \%$.

Zmena impedancie neprispôsobenej záťaže ovplyvňuje veľkosti odrazenej vlny pri backscatteringu, čo ovplyvňuje maximálny dosah emulátora tagu. Závislosť maximálnej vzdialenosti tagu od čítačky na hĺbke modulácie je v grafe na obr. 3.10. Meraná bola maximálna vzdialenosť medzi anténou tagu a anténou čítačky, pri ktorej čítačka dekodovala odpoveď tagu. Zmenou impedancie neprispôsobenej záťaže je možné regulovať maximálny dosah v rozsahu približne od 30 cm do 93 cm. Pre hĺbku modulácie od 59 % do 65% je riadiace napätie -6,3 V až -7, impedancia laditeľnej záťaže je blízka charakteristickej impedancii 50Ω a úroveň odrazenej vlny je preto minimálna. To spôsobí, že rozdiel medzi vysielanou dátovou 1 a dátovou 0 je minimálny, čím princíp backscatteringu prestane fungovať a čítačka nerozpozná jednotlivé bity ani na krátke vzdialenosti. Ak je úroveň odrazenej vlny dostatočná aby čítačka rozpoznala jednotlivé bity, dosah tagu skokovo vzrastie na 30 cm a to konkrétne pre hĺbku modulácie 67 %, ktorej odpovedá riadiace napätie $U_{GS} = -7,3 \text{ V}$.



Obr. 3.10 Závislosť maximálneho dosahu emulátoru tagu a riadiaceho napätia U_{GS} na hĺbke modulácie.

3.5 Napájacie napätie z RF signálu

Zaradenie napäťových násobičiek k modulátoru by umožnili získať napájacie napätia z RF signálu vysielaného z USRP, a tým by odpadla nutnosť externého napájania. Podľa návrhu mal na napájacie napätie +12 V a -12 V postačovať vstupný striedavý signál s výkonom 17,38 dBm. Po privedení maximálneho výkonu 20 dBm na vstup backscatter modulátora, na výstupe napäťových násobičiek boli namerané napätia maximálne +4 V a -4 V. Tieto napätia sa nepodarilo zvýšiť ani po doladovaní impedančného prispôsobenia.

Keďže získanie dostatočne veľkej energie z nosnej vlny z USRP sa nepodarilo, je nutné napájať backscatter modulátor z externého napájacieho zdroja s napätím +12 V.

4 ZÁVER

Cieľom tejto práce bolo navrhnúť a vyrobiť externý modul backscatter modulátora pre emulátor RFID tagu v pásme UHF. Backscatter modulátor je navrhnutý pre použitie so softwarovým rádiom USRP a externou anténou, ktoré spolu tvoria emulátor tagu. Modulátor umožňuje odoslať odpoveď tagu využitím backscatteringu tak, ako odpovedajú bežne používané pasívne a polopasívne tagy. Emulátor tagu tak môže komunikovať s čítačkou podľa protokolu EPC Class 1 Gen 2, alebo TTO protokolu iP-X.

Navrhnutý modulátor dokáže plynulo meniť impedanciu neprispôsobenej záťaže antény, čím je možné plynulo regulovať úroveň odrazenej vlny pri backscatteringu. Ako laditeľná záťaž je použitý JFET-N tranzistor J111. Odpor tranzistora sa mení od 30Ω až do úplného zaškrtenia kanálu, čo predstavuje rozpojený obvod. Meraním bolo overené, že tranzistor funguje ako regulovateľná záťaž aj pre signál vo frekvenčnom rozsahu od 860 MHz do 960 MHz. Vlastnosti tranzistorov J111 sa kus od kusu mierne odlišujú, a to v hodnote napätia $U_{GS(off)}$, pri ktorom dochádza k úplnému zaškrteniu kanálu tranzistora. V prípade sériovej výroby modulátorov to môže spôsobovať problémy. Riešením by mohla byť možnosť kalibrácie, zahrnutá do softwaru implementovaného v USRP, ktorá by eliminovala vplyv odchýlky jednotlivých kusov tranzistora J111. Veľkosť impedancie neprispôsobenej záťaže je možné regulovať zmenou hĺbky modulácie signálu, vysielaného z USRP do backscatter modulátora. Minimálna hĺbka modulácie, z ktorej dokáže backscatter modulátor demodulovať prenášanú odpoveď je 20 %. Zmena impedancie neprispôsobenej záťaže ovplyvňuje maximálny dosah emulátora tagu, a to v rozsahu od 30 cm do 93 cm. Pri hĺbke modulácie 100 % predstavuje tranzistor J111 rozpojený obvod a dosah emulátora tagu je maximálny. Závislosť maximálneho dosahu emulátora tagu na hĺbke modulácie je vynesená v grafe na obr. 3.10. Odozva na zmenu impedancie neprispôsobenej záťaže je maximálne 23,5 ms. Plynulá zmena miery neprispôsobenia nie je u existujúcich emulátorov tagu bežná, a preto je táto funkcia považovaná za najväčšiu výhodu navrhutej konštrukcie. Vyrobený prototyp backscatter modulátora bol testovaný so softwarovým rádiom Ettus Research N-200, čítačkou RFI21.1 Metra Blansko a.s. a TTO komunikačným protokolom štandardu iP-X (typ EM4122).

Navrhnutý backscatter modulátor je primárne určený pre použitie s externou UHF anténou s charakteristickou impedanciou 50Ω . Jednou z možností je vyrobiť backscatter modulátor, ktorý bude obsahovať anténu na spoločnom substráte. Pre tento prípad bola vyrobená jednoduchá mikropásiková dipólová anténa. Rezonančná frekvencia antény je 870 MHz a šírka pásma 111 MHz.

Nad rámec zadania bol v práci popísaný aj návrh získania napájacích napätí z RF signálu vysielaného z USRP. Tým by navrhovaný modulátor získal nezávislosť od externého napájania. Použitím dvoch 3-stupňových násobičiek napätia sa však nepodarilo získať dostatočne vysoké napätie tak, ako bolo vypočítané. Chyba bola pravdepodobne v nedostatočnom impedančnom prispôsobení, a to napriek precíznemu návrhu a simulácii. Prípadným vylepšením existujúceho prototypu do budúcnosti je nezávislosť od externého napájania, dosiahnutá doladením navrhnutých napäťových násobičiek.

LITERATÚRA

- [1] Radio-frequency identification. *Wikipedia, the free encyclopedia* [online]. 2015 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: http://en.wikipedia.org/wiki/Radio-frequency_identification
- [2] DOBKIN, D.M. *The RF in RFID: Passive UHF RFID in Practice*. Newnes, 2008.
- [3] Učebnice Teorie Rádiové Komunikace: Softwarové a softwarově definované rádio. *Ústav radioelektroniky* [online]. 2013 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/MTRK/?Softwarov%2C%20kognitivn%2C%20a%20kooperativn%2C%20r%20radio:Softwarov%2C%20a%20softwarov%2C%20definovan%2C%20r%20radio>
- [4] HSMS-282x: Surface Mount RF Schottky Barrier Diodes. *Avago Technologies* [online]. 2014 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1320EN>
- [5] KOLUMBAN, Géza. DEMODULATION OF AM SIGNALS. *Educyclopedia.karadimov* [online]. 2004 [cit. 2014-12-08]. Dostupné z: http://educyclopedia.karadimov.info/library/tut331_04am_dem.pdf
- [6] AS213-92, AS213-92LF: PHEMT GaAs IC SPDT Switch 0.1–3 GHz. *Skyworks* [online]. 2008 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/200193D.pdf>
- [7] FETs as Voltage-Controlled Resistors. *Vishay* [online]. 1997 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/70598/70598.pdf>
- [8] J111, J112: JFET Chopper Transistors. *ON Semiconductor* [online]. 2006 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.funkcom.ch/pdf/J112.pdf>
- [9] PACHOLÍK, V. Experimentální tagy pro UHF RFID aplikace. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 39 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Zbyněk Lukeš, Ph.D.
- [10] ŠRAJBR, M. Modelování planární antény zatížené rezonančními kroužky. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 42 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jaroslav Láčik, Ph.D.
- [11] Balun Design. *Odyseus.nildram* [online]. 2004 [cit. 2014-12-07]. Dostupné z: http://www.odyseus.nildram.co.uk/RFMicrowave_Circuits_Files/Balun%20Design.pdf
- [12] LMC7660 Switched Capacitor Voltage Converter. *Texas Instruments* [online]. 1997 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmc7660.pdf>
- [13] DOBKIN, Daniel. RFID Tags. *Enigmatic-consulting* [online]. 2012 [cit. 2014-12-07]. Dostupné z: http://www.enigmatic-consulting.com/Communications_articles/RFID/RFID_tags.html
- [14] HSMS-285x Series: Surface Mount Zero Bias Schottky Detector Diodes. *Avago Technologies* [online]. 2009 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1377EN>
- [15] Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for Communications at 860 MHz - 960 MHz. Version 1.2.0. EPCglobal Inc., 2008.
- [16] EM4122. *EM Microelectronic* [online]. 2005 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/154658/EMMICRO/EM4122.html>

ZOZNAM SYMBOLOV, VELIČÍN A SKRATIEK

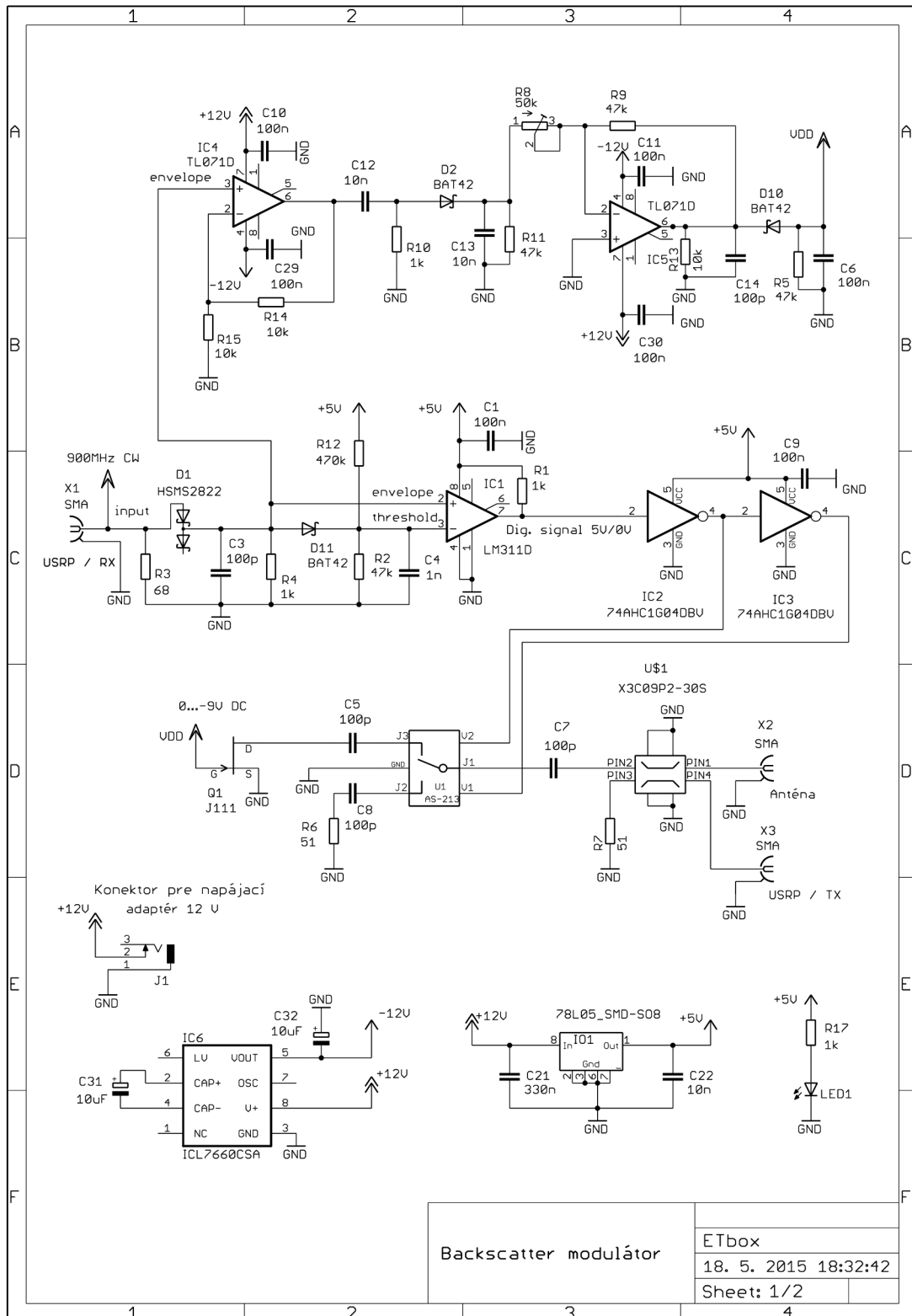
ASK	Amplitude Shift Keying - amplitúdová modulácia
CMOS	Complementary Metal–Oxide–Semiconductor – technológia výroby čipov
DPS	Doska plošných spojov
DSP	Digital Signal Processor - Digitálny signálny procesor
EPC	Electronic Product Code – jednoznačný unikátny kód produktu uložený v pamäti tagu
FPGA	Field Programmable Gate Array - programovateľné hradlové pole
FSK	Frequency shift keying – frekvenčná modulácia
GPP	General Purpose Preprocessor - univerzálny procesor
ITF	Integrator Talks First – typ komunikačných protokolov, kde čítačka zahajuje komunikáciu
JFET	Junction gate Field-Effect Transistor - typ tranzistoru
LED	Light-Emitting Diode – svetlo vyžarujúca dióda
PSK	Phase shift keying – fázová modulácia
RF	Radio Frequency - rádio-frekvenčný
RFID	Radio Frequency Identification – identifikácia na rádiových frekvenciách
SDR	Software Defined Radio - Softwarovo definované rádio
SMD	Surface mount device – obvod určený pre povrchovú montáž
SPDT	Single pole, double throw - jedнопólový dvojpólový prepínač
TTL	Transistor Transistor Logic – signál s logickými úrovňami 5 V a 0V
TTO	Tag Talks Only - typ komunikačných protokolov kde čítačky nevysielajú príkazy
UHF	Ultra High Frequency- ultra vysoká frekvencia
USRP	Universal Software Radio Peripheral – rada softwarovo definovaných rádii

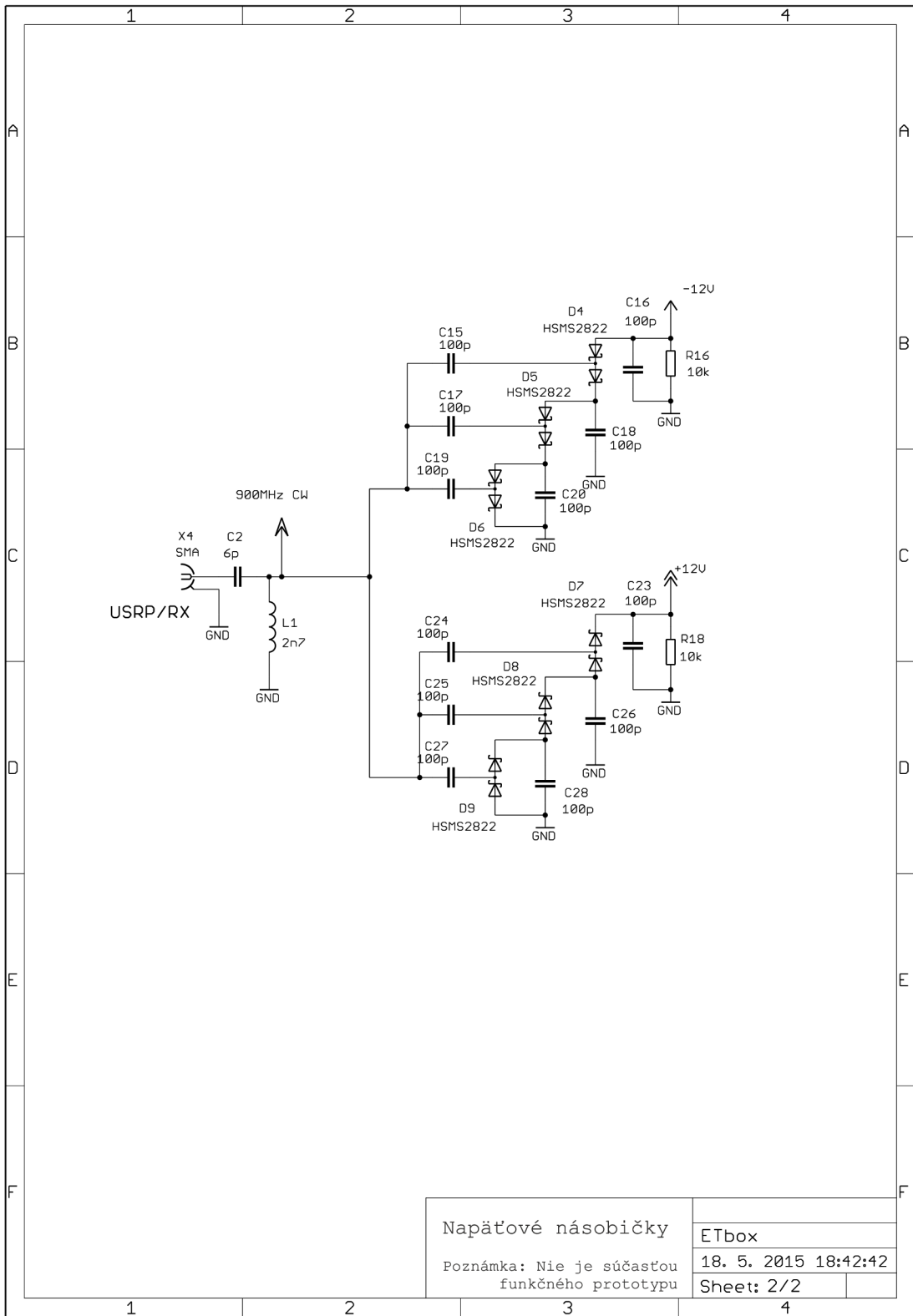
ZOZNAM PRÍLOH

A	Návrh zariadenia	38
A.1	Obvodové zapojenie	38
A.2	Doska plošného spoja – top (strana spojov)	40
A.3	Doska plošného spoja – bottom (strana spojov)	40
A.4	Rozmiestnenie súčiastok – top.....	41
A.5	Rozmiestnenie súčiastok – bottom	42
A.6	Obvodové zapojenie dipólu	43
A.7	Doska plošného spoja dipólu – top	44
A.8	Rozmiestnenie súčiastok dipólu – top	44
B	Zoznam súčiastok	45
B.1	Backscatter modulátor	45
B.2	Napáťové násobičky pre backscatter modulátor	46
B.3	Externá dipólová anténa.....	47
C	Fotodokumentácia	48

A NÁVRH ZARIADENIA

A.1 Obvodové zapojenie



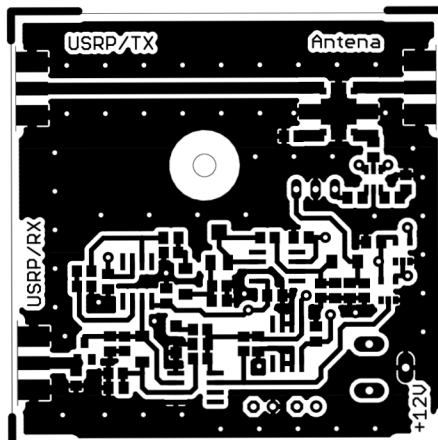


Napätové násobičky

Poznámka: Nie je súčasťou funkčného prototypu

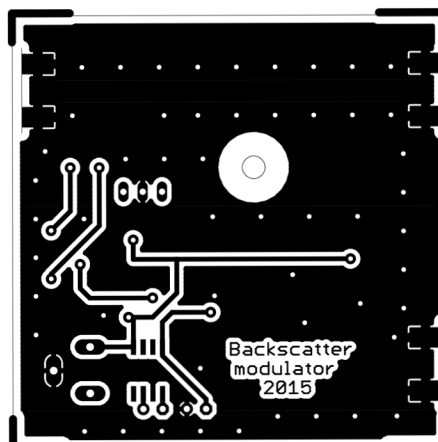
ETbox
18. 5. 2015 18:42:42
Sheet: 2/2

A.2 Doska plošného spoja – top (strana spojov)



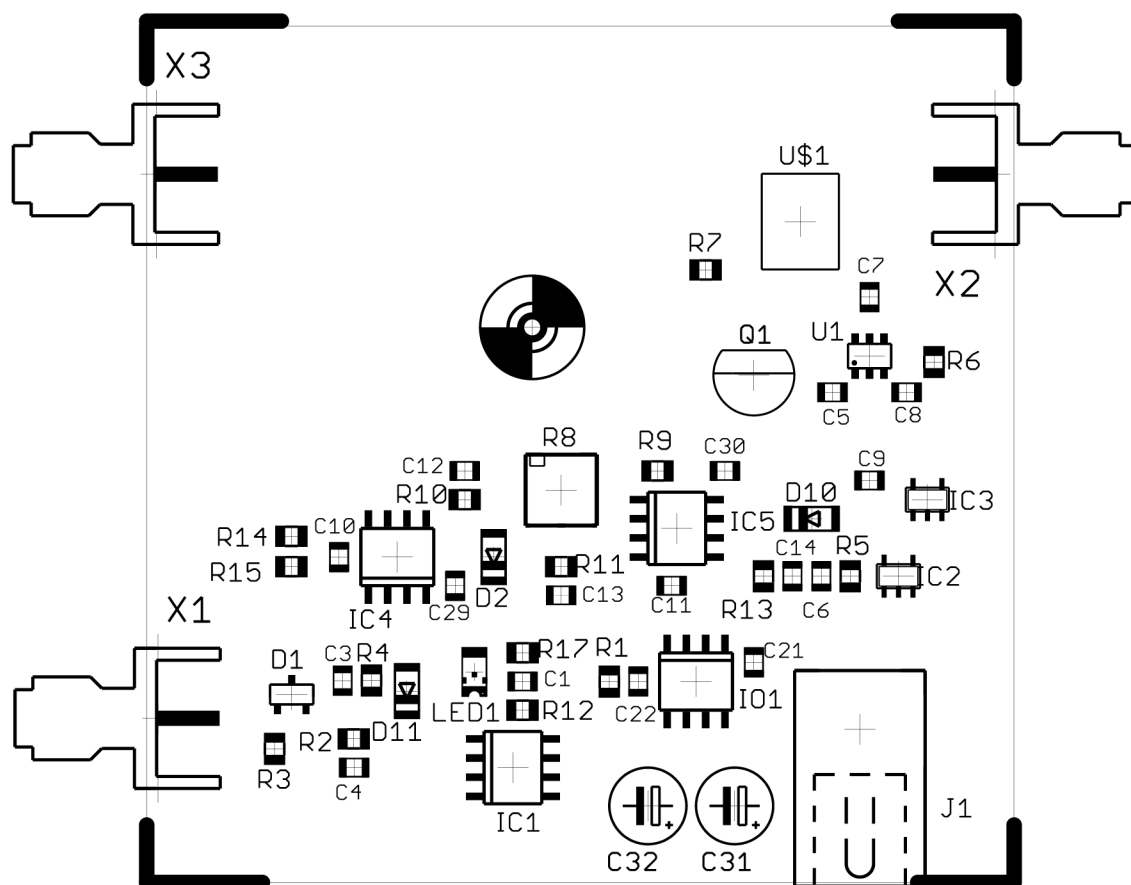
Rozmery dosky 58 x58 [mm], mierka M1:1

A.3 Doska plošného spoja – bottom (strana spojov)



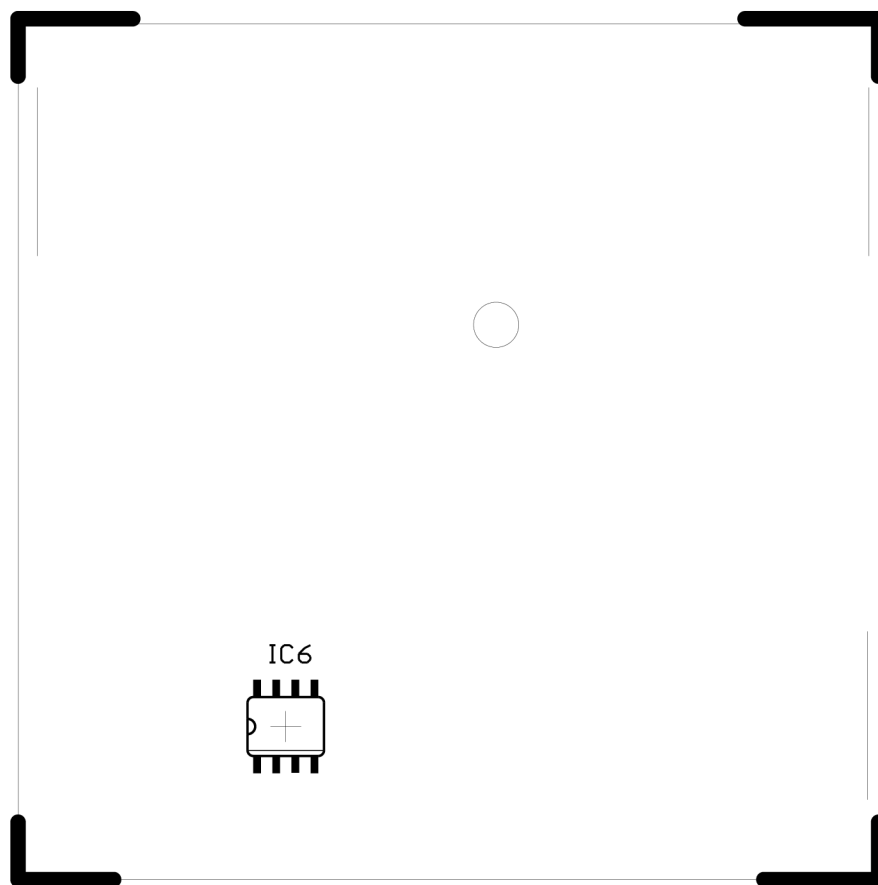
Rozmery dosky 58 x58 [mm], mierka M1:1

A.4 Rozmiestnenie súčiastok – top



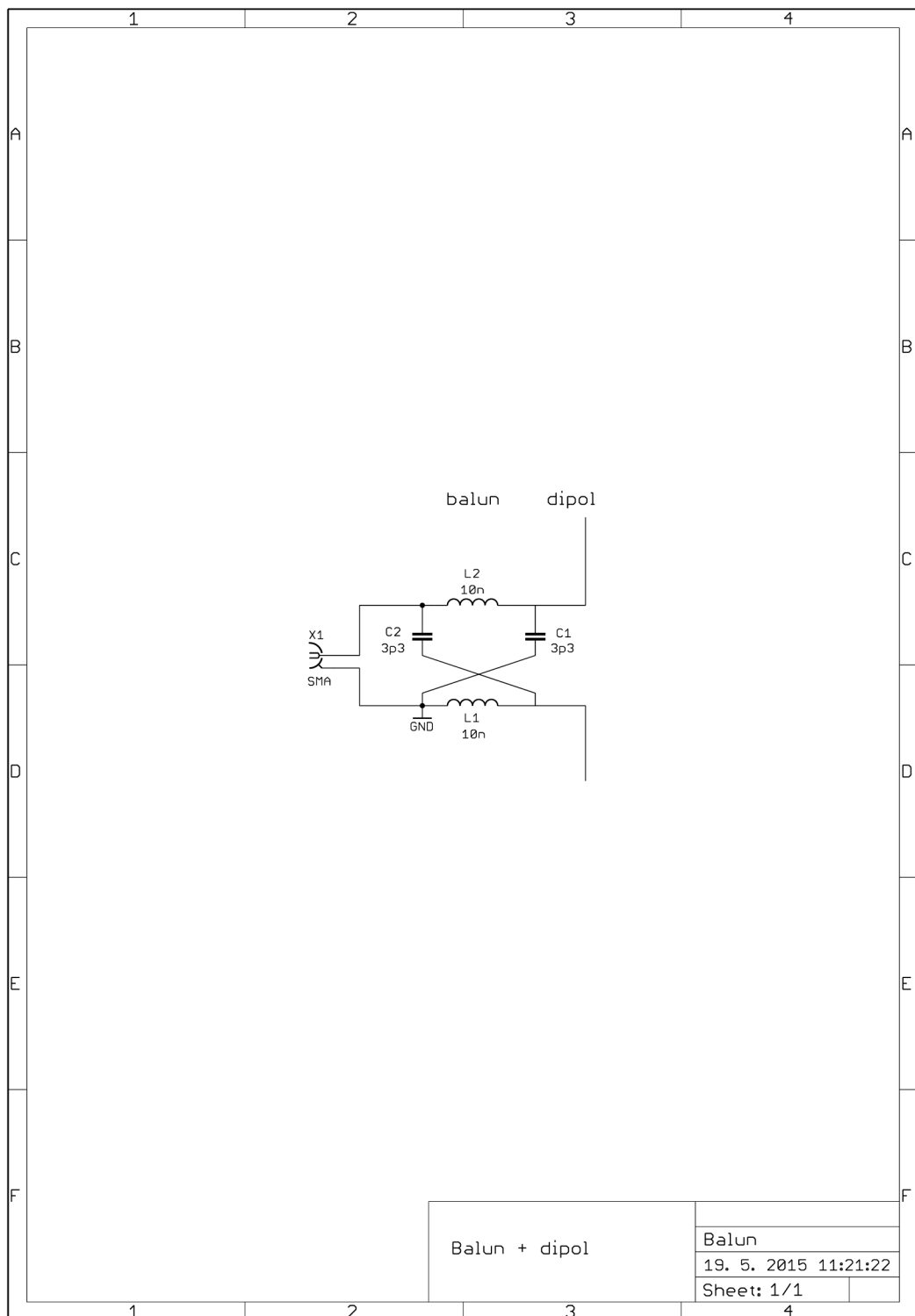
Rozmery dosky 58 x58 [mm], mierka M2:1

A.5 Rozmieszenie súčiastok – bottom

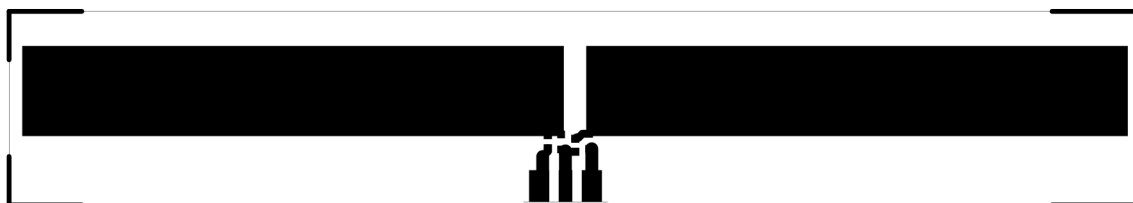


Rozmery dosky 58 x58 [mm], mierka M2:1

A.6 Obvodové zapojenie dipólu

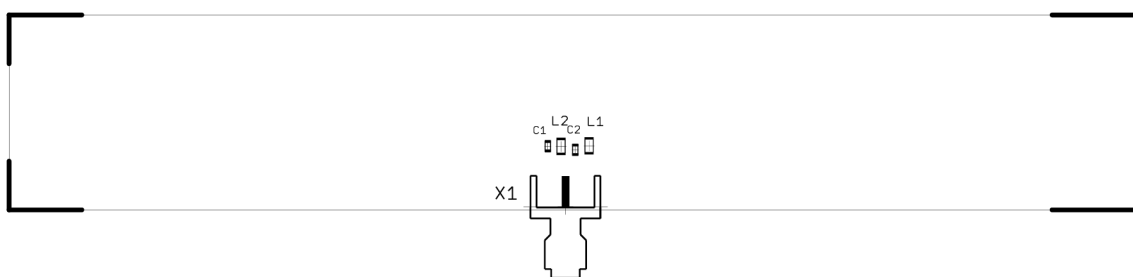


A.7 Doska plošného spoja dipólu – top



Rozmery dosky 150 x25 [mm], mierka M1:1

A.8 Rozmiestnenie súčiastok dipólu – top



Rozmery dosky 150 x25 [mm], mierka M1:1

B ZOZNAM SÚČIASTOK

B.1 Backscatter modulátor

Označenie	Hodnota	Puzdro	Popis
C1	100n	C0805	Keramický kondenzátor
C3	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C4	1n	C0805	Keramický kondenzátor
C5	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C6	100n	C0805	Keramický kondenzátor
C7	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C8	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C9	100n	C0805	Keramický kondenzátor
C10	100n	C0805	Keramický kondenzátor
C11	100n	C0805	Keramický kondenzátor
C12	10n	C0805	Keramický kondenzátor
C13	10n	C0805	Keramický kondenzátor
C14	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C21	330n	C0805	Keramický kondenzátor
C22	10n	C0805	Keramický kondenzátor
C29	100n	C0805	Keramický kondenzátor
C30	100n	C0805	Keramický kondenzátor
C31	10uF	E2,5-5 mm	Elektrolytický kondenzátor
C32	10uF	E2,5-5 mm	Elektrolytický kondenzátor
D1	HSMS2822	SOT23	Schottkyho dióda
D2	BAT42	MINIMELF	Schottkyho dióda
D10	BAT42	MINIMELF	Schottkyho dióda
D11	BAT42	MINIMELF	Schottkyho dióda
IC1	LM311D	SO08	Komparátor
IC2	74AHC1G04	SOT23-5	Logický invertor
IC3	74AHC1G04	SOT23-5	Logický invertor
IC4	TL071D	SO08	Operačný zosilňovač
IC5	TL071D	SO08	Operačný zosilňovač
IC6	ICL7660CSA	SO08	Napáťový konvertor
IO1	78L05	SO08	Napáťový stabilizátor 5V
J1			Konektor 12V
LED1		1206	LED červená
Q1	J111	TO92	N-JFET tranzistor
R1	1k	R0805	Rezistor
R2	47k	R0805	Rezistor
R3	68	R0805	Rezistor

R4	1k	R0805	Rezistor
R5	47k	R0805	Rezistor
R6	51	R0805	Rezistor
R7	51	R0805	Rezistor
R8	50k	SMD 4x4 mm	Odporový trimer
R9	47k	R0805	Rezistor
R10	1k	R0805	Rezistor
R11	47k	R0805	Rezistor
R12	470k	R0805	Rezistor
R13	10k	R0805	Rezistor
R14	10k	R0805	Rezistor
R15	10k	R0805	Rezistor
R17	1k	R0805	Rezistor
U\$1	X3C09P2-30S		Odbočnica 30 dB
U1	AS-213	SOT23-6L	SPDT prepínač
X1			SMA konektor 50Ω
X2			SMA konektor 50Ω
X3			SMA konektor 50Ω

B.2 Napät'ové násobičky pre backscatter modulátor

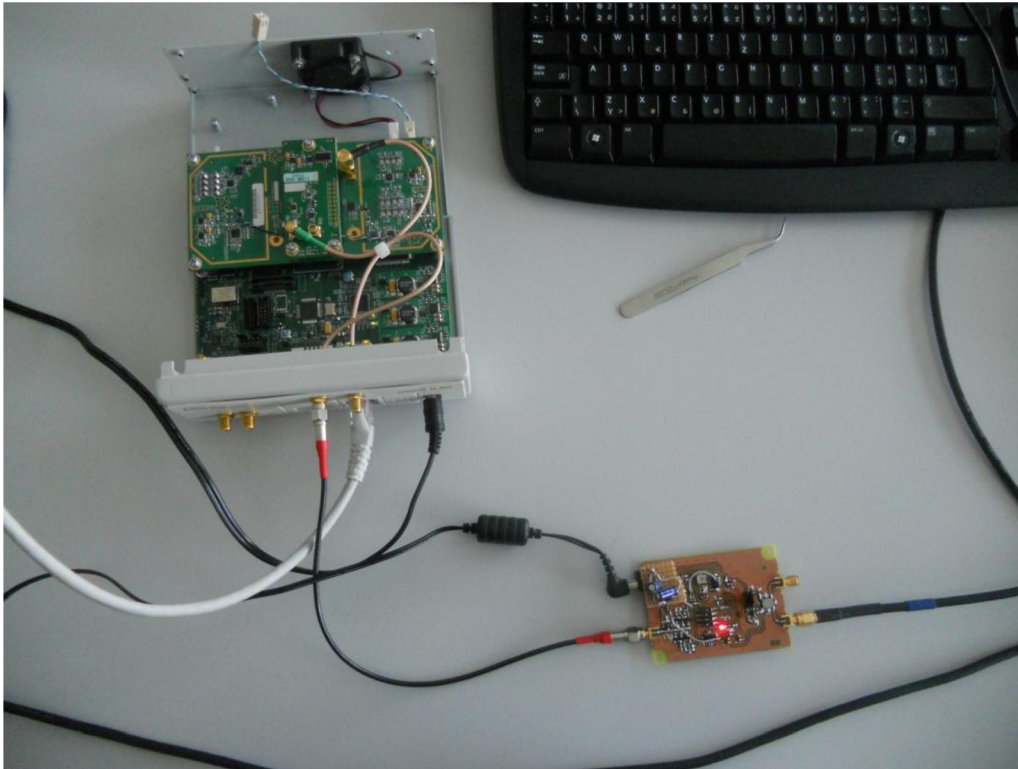
Označenie	Hodnota	Puzdro	Popis
C2	6p	C0805	Keramický kondenzátor
C15	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C16	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C17	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C18	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C19	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C20	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C23	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C24	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C25	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C26	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C27	100p	C0805	Keramický kondenzátor
C28	100p	C0805	Keramický kondenzátor
D4	HSMS2822	SOT23	Schottkyho dióda
D5	HSMS2822	SOT23	Schottkyho dióda
D6	HSMS2822	SOT23	Schottkyho dióda
D7	HSMS2822	SOT23	Schottkyho dióda
D8	HSMS2822	SOT23	Schottkyho dióda
D9	HSMS2822	SOT23	Schottkyho dióda
L1	2n7	L0805	Vysokofrekvenčná cievka

R16	10k	R0805	Rezistor
R18	10k	R0805	Rezistor

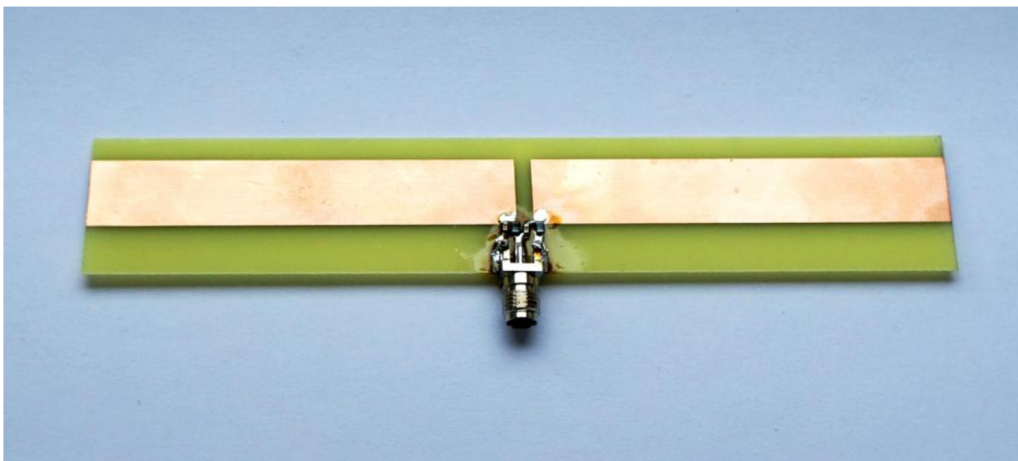
B.3 Externá dipólová anténa

Označenie	Hodnota	Puzdro	Popis
C1	3p3	C0603	Keramický kondenzátor
C2	3p3	C0603	Keramický kondenzátor
L1	10nH	L0805	Vysokofrekvenčná cievka
L2	10nH	L0805	Vysokofrekvenčná cievka
X1			SMA konektor 50Ω

C FOTODOKUMENTÁCIA



Backscatter modulátor (1. prototyp) pripojený k softwarovému rádiu USRP Ettus N200



Dipólová anténa