

PŘIHLÁŠKA VYNÁLEZU

Zveřejněná podle §31 zákona č. 527/1990 Sb.

(21) Číslo dokumentu:

2020-58

(13) Druh dokumentu: **A3**

(51) Int. Cl.:

G01S 7/40 (2006.01)
G01S 13/931 (2020.01)

(19)
ČESKÁ
REPUBLIKA

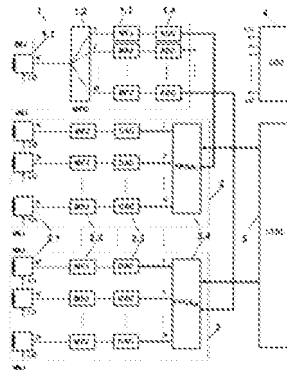


ÚŘAD
PRŮMYSLVÉHO
VLASTNICTVÍ

(22) Přihlášeno: **05.02.2020**

(40) Datum zveřejnění přihlášky vynálezu: **03.03.2021**
(Věstník č. 9/2021)

- (71) Přihlašovatel:
České vysoké učení technické v Praze, Praha 6,
Dejvice, CZ
- (72) Původce:
doc. Ing. Přemysl Hudec, CSc., Praha 5, Stodůlky,
CZ
doc. Ing. Jiří Novák, CSc., Praha 6, CZ
Ing. Karel Hoffmann, CSc., Praha 6, Veleslavín,
CZ
- (74) Zástupce:
Ing. Hana Dušková, Na Kočově 180, 281 03
Chotutice



- (54) Název přihlášky vynálezu:
**Digitální simulátor cílů s nízkou latencí pro
automobilové radary**

- (57) Anotace:
Simulátor cílů pro automobilové radary se skládá z jednoho přijímacího kanálu (1) a z MxN vysílacích kanálů, M je počet bloků (2) a N je počet vysílacích kanálů v každém bloku. Přijímací kanál (1) se skládá z integrované milimetrové jednotky (1.1) s přijímací funkcí, z jednotky (4) místního oscilátoru, ze vstupního mezifrekvenčního děliče (1.2) s M výstupy a z M mezifrekvenčních jednotek (1.3) s přijímací funkcí. Na každou z nich je připojen jeden A/D převodník (1.4), při použití komplexních IQ signálů soustava dvou A/D převodníků (1.4, 1.4.1). Digitální výstup A/D převodníku (1.4, 1.4.1) je propojen s jedním vstupem jednoho z M bloků (2), kterým je první vstup programovatelného hradlového pole (2.4) s N výstupy, jehož druhý vstup je propojen s výstupem řídicí jednotky (3). Programovatelné hradlové pole (2.4) je zapojené jako velmi rychlý signálový procesor s mnoha vstupy/výstupy. Každý z jeho N výstupů je připojen na svůj řetězec vysílacího kanálu. Výstupy jsou přes mezifrekvenční jednotku (2.2) propojeny s mezifrekvenčním vstupem (IF).

Digitální simulátor cílů s nízkou latencí pro automobilové radary

Oblast techniky

5

Předkládané řešení se týká simulátorů cílů pro automobilové radary schopných simulovat současně více cílů různých velikostí, s různými azimuty, vzdálenostmi a rychlostmi, a to s nízkou celkovou latencí a výrobní cenou.

10

Dosavadní stav techniky

Během několika posledních let se automobilové radary staly masově vyráběnými a masově používanými elektronickými zařízeními. V současné době minimálně tři radary používají nově vyráběná osobní vozidla i nižších kategorií, v blízké budoucnosti se předpokládá, že jich může být až osm. Důvodem tak intenzivního nasazení je to, že je to technika schopná výrazně snížit dopravní nehodovost a počet obětí dopravních nehod.

S vývojem každého zařízení je spojeno rozsáhlé ověřování jeho funkcí. Pro ověřování funkcí automobilových radarů se používají praktické jízdy nebo také simulátory cílů. Praktické jízdy v různých dopravních scénářích jsou pro ověření funkčnosti i vývoj nových funkcí určité nejspolehlivější, nicméně jsou časově i finančně mimořádně nákladné. Proto jsou velmi intenzivně vyvíjeny, a v poslední době i používány, simulátory cílů automobilových radarů. To jsou elektronická zařízení, která lze postavit do vhodné vzdálenosti od testovaného radaru, například pro automobilové radary pracující v pásmu 76 až 81 GHz je vhodná vzdálenost 0,4 až 1 m, a umí simulovat cíl nebo i několik cílů, které radar detekuje v úplně jiných vzdálenostech R , v případě automobilových radarů až 250 m, a to i s definovanými rychlostmi a směry pohybu.

Většina stávajících komerčně dostupných simulátorů cílů pro automobilové radary, ale simuluje cíle jen na jednom konstantním azimutu daném prodloužením spojnice testovaný automobilový radar - simulátor cílů, na této spojnici se cíle také mohou pohybovat definovanou radiální rychlostí dR/dt . Automobilové radary však obvykle vykazují i skenovací funkci a rozlišují cíle v různých azimutech Ψ , popřípadě umí sledovat i pohyb cílů v azimutálním směru, tedy se složkou rychlosti $d\Psi/dt$. Simulaci takových scénářů jednodušší simulátory cílů neumožňují.

Existují i složitější simulátory cílů, kdy se až pět elektronických prvků nezávisle mechanicky natáčí vůči testovanému automobilovému radaru. Potom lze simulovat až pět cílů s různými azimuty nebo i cíle pohybující se s azimutální složkou rychlosti. To sice umožňuje simulaci složitějších dopravních scénářů, nicméně ani tato zařízení nejsou pro potřeby automobilového průmyslu úplně vyhovující. Důvodem je zejména to, že moderní automobilové radary mají vysokou rozlišitelnost, a to jak v azimutu tak i ve vzdálenosti. Za těchto podmínek i velké cíle zobrazují jako větší počet sousedících menších cílů odpovídajících místům s vysokou odrazivostí. Jeden radarový obraz se potom skládá až z mnoha desítek dílčích cílů, které vedle obrazů okolních vozidel obvykle odpovídají i odrazům od okolních infrastrukturních objektů jako jsou dopravní značky, svodidla, stromy, a podobně.

45

Vedle vysokého počtu simulovatelných cílů musí moderní simulátory cílů pro automobilové radary splňovat ještě i několik dalších důležitých podmínek. Předně zpracování signálů musí být dominantně digitální. Analogové zpracování signálů vede vždy na generaci malého počtu cílů, značnou nevýhodou je i omezený rozsah simulovatelných vzdáleností a i velmi omezené možnosti provádění jakýchkoliv změn parametrů, rozšiřování nebo úprav daného zařízení. Simulátory cílů pro automobilové radary musí být také modulačně invariantní, musí být tedy schopny spolupracovat s automobilovými radary s libovolnou modulací. Stávající automobilové radary pracují většinou s modulací FMCW, nicméně zvažováno je i nasazení zařízení s jinými modulacemi, například PNCW, Pseudo-Noise Continuous Wave, nebo OFDM, Orthogonal Frequency-Division Multiplexing. Zvláštností automobilových radarů je i to, že jen málokdy jsou

55

známé jejich vnitřní parametry, a že na jejich výstupech jsou skoro vždy jen signály určené pro spolupráci s vozidlem, a ne signály použitelné pro spolupráci s testovacím simulátorem cílů. Simulátory tedy musí být autonomní zařízení a nemohou se v ničem spoléhat na spolupráci nebo na synchronizaci s testovaným automobilovým radarem. Obecným problémem všech simulátorů cílů pro testování automobilových radarů je latence. Latencí se rozumí celkové časové zpoždění v simulátorech cílů způsobující to, že simulátory cílů vykazují určitou minimální simulovatelnou vzdálenost $R_{\min}$. Pro účely testování automobilových radarů jsou často potřeba simulátory cílů, které umí simulovat cíle ve vzdálenostech $R_{\min}$ i jen 2 až 3 m, přitom latence některých digitálních obvodů mohou být řádově desítky až stovky ns, což odpovídá minimálním simulovatelným vzdálenostem 7,5 m pro latenci 50 ns respektive 15 m pro latenci 100 ns. Takže volba komponent a struktur s minimalizací latence patří mezi základní podmínky úspěšného návrhu simulátorů cílů pro testování automobilových radarů.

Možnosti simulace více cílů na různých azimutech s možností simulace pohybu i v azimutálním směru bez nutnosti použití mechanicky pohyblivých dílů popisuje několik stávajících řešení:

Základem řešení EP 1034442 B1 z roku 2009, respektive US 975887 z roku 1998 „Automotive Forward Looking Sensor Test Station“ je bezdrazová komora, ve které je na jedné straně umístěn testovaný radar a na druhé straně je 2D anténní matice. Každá anténa je schopná přijmout signál z testovaného radaru, vhodným způsobem jej upravit a poslat zpět k radaru. Umí tedy simulovat více cílů na různých azimutech i elevacích. Zpracování signálů je ale čistě analogové, skládá se ze změny frekvence a amplitudy, je tedy použitelné jen pro modulaci typu FMCW. Kromě toho v daném řešení nejsou použity frekvenční konverze, nelze nasadit digitalizaci signálů a nelze použít techniky digitálního zpracování signálů. Struktura také vyžaduje přímé propojení mezi testovaným radarem a simulátorem cílů, o testovaném radaru musí být předem známy velmi podrobné informace. Pro simulaci složitých cílů pro účely testování moderních AR je toto řešení nevhodné.

V dokumentu US 4660041 z roku 1987, „Radar Scene Simulátor“ je základem také 2D matice antén typu trychtýř s tím, že úpravy signálů přijatých z testovaného radaru jsou prováděny na 1 diodě nebo 2 diodách umístěných v krátké navazující vlnododové sekci. Pro FMCW radary se úpravy signálů z testovaného radaru provádějí změnou amplitudy a přivedením řídicího analogového signálu, který frekvenčně odpovídá dopplerovskému posuvu. Pro pulsní radary je pomocí vnějšího ozařovače přiveden ještě další pomocný signál v pásmu milimetrových frekvencí. Řešení je čistě analogové a neumožňuje konverzi do frekvenčně nízkého MF pásma, kde může být provedena digitalizace, nerealizovatelné je tedy i digitální zpracování signálů. Struktura také vyžaduje přímou synchronizaci a přímé propojení mezi testovaným radarem a simulátorem cílů, o testovaném radaru musí být předem známy velmi podrobné informace. Pro simulaci složitých cílů pro účely testování moderních AR je toto řešení nepoužitelné.

Dále je znám dokument US 4467327 z roku 1984, „Active Millimeter Wave Simulátor for Missile Seeker Evaluations“. Zde zařízení pracuje s 2D anténní řadou tvořenou celkem sedmi anténami uspořádanými do šestiúhelníku s jednou anténou ve středu. Aktivní jsou ale vždy jen tři sousední antény tvořící trojúhelník s tím, že fázováním signálů přiváděných do těchto antén lze nastavit fázový střed trojice a tím částečně i polohu cíle. Signály vysílané zpět k testovanému radaru jsou vytvářeny uměle a nejsou jen upravenou kopií signálů vysílaných radarem. V dané konfiguraci nelze nasadit digitalizaci signálů a digitální zpracování signálů. Nutné je také přímé propojení testovaný radar-simulátor cílů, zde toto propojení řídí časové zpoždění, zapojení je v této konfiguraci použitelné jen pro pulsní radary. Pro účely simulace pokročilých cílů pro testování moderních AR je tato struktura nepoužitelná.

„Test Bench for Testing a Distance Radar Instrument for Determining Distance and Speed of Obstacles“, US 2017/0010347 je další z řešení založených na použití 1D nebo 2D anténních řad. Prvky anténní řady jsou v tomto řešení samotné antény a navazující obvody musí být tedy připojeny nějakou formou propojovacího vedení pracujícího přímo v pásmu AR 76 až 81 GHz, což je mimořádně drahé a z pohledu signálů ztrátové. Toto řešení je nekonkrétní, nezabývá se ani

způsobem zpracování signálů, ani latencí ani optimalizací obvodové struktury.

Řešení obsažené v PV 2019-45, „Simulátor cílů pro automobilové radary s řadou radiových transpondérů“ je založeno na použití N radiových transpondérů s tím, že alespoň jejich milimetrové obvody jsou ve formě 1D řady upevněny na mechanickém nosiči umístěném před testovaným AR v jeho výhledu. Toto řešení nedefinuje způsob zpracování signálů, analogové-digitální, a neřeší latenci. Problematiku nákladů řeší jen částečně tím, že umožňuje multiplexování některých drahých digitálních obvodů. Nicméně multiplexování snižuje schopnosti simulátorů cílů generovat současně více cílů a cena multiplexovacích obvodů může být srovnatelná nebo i vyšší, než použití rozvětvené struktury s více D/A převodníky dle předloženého řešení.

Všechna výše popsaná stávající řešení využívající generaci více cílů v azimutu pomocí 1D nebo 2D anténních řad jsou, vyjma těch, kde to není definované, čistě analogová s tím, že digitalizaci signálů přijatých z testovaného radaru a jejich následné digitální zpracování nelze jednoduše aplikovat. Většina stávajících řešení je také schopná pracovat jen s radary typu FMCW, za určitých podmínek i s radary pulsními. Jak již bylo uvedeno, v současné době sice většina automobilových radarů pracuje s modulací FMCW, nicméně v brzké době lze očekávat praktické nasazení i radarů pracujících s jinými modulacemi, například PNCW nebo OFDM. Většina stávajících řešení také vyžaduje přímé vnitřní propojení mezi testovaným automobilovým radarem a simulátorem cílů a detailní znalosti parametrů automobilových radarů. Obojí je velmi problematické, signály potřebné pro synchronizaci simulátorů cílů na sběrnici automobilových radarů obecně k dispozici nejsou, výrobci automobilových radarů také udávají jen minimum parametrů svých zařízení.

Většina stávajících řešení také definuje zvlášť anténní řadu a zvlášť obvody generace simulačních signálů. Přitom je nutné obvody generace simulačních signálů k jednotlivým anténám řady připojit pomocí propojovacích vedení. Pokud je to provedeno přímo na pracovním pásmu automobilových radarů, tedy typicky na frekvencích 76 až 81 GHz, tak je jako propojovací vedení nutné použít buď vlnovody, nebo koaxiální vedení s konektory 1.0 mm. Propojení pomocí vlnovodů je mimořádně drahé, i krátké úseky s přírubami stojí řádově stovky USD, propojení pomocí koaxiálních kabelů s konektory 1.0 mm mohou kromě velmi vysoké ceny navíc vykazovat velké útlumy, typicky 16 dB/m. Žádné ze stávajících řešení se také nezabývá problematikou latence, což je obecně jeden z největších konstrukčních problémů simulátorů cílů pro testování automobilových radarů. Žádné z již existujících řešení se také nezabývá optimalizací struktur simulátorů cílů z pohledu výrobních nákladů. Simulátory předmětného typu vyžadují použití velmi rychlých digitálních obvodů a mnoha, až desítek, obvodů pracujících v pásmu milimetrových frekvencí. Obojí přitom patří mezi mimořádně drahé obvody. Pokud není struktura optimalizována i z ekonomického pohledu, tak se celkové náklady mohou dostat mimo schůdný rozsah. To je také pravděpodobně jeden z hlavních důvodů, proč simulátory cílů tohoto typu určené pro testování automobilových radarů nejsou zatím vyráběny a komerčně nabízeny.

Problematika latence digitálních obvodů SC a generace vyššího počtu cílů je také určitým způsobem řešena ve dvou časopiseckých, respektive konferenčních článcích. Jedná se o článek [Michael Ernst Gadringer, et al.: Radar target Stimulation for automotive applications, IET Radar, Sonar & Navigation, Volume 12, Issue 10, October 2018, pages 1096 - 1103, DOI: 10.1049/iet-rsn.2018.5126, Print ISSN 1751-8784, Online ISSN 1751-8792, Published 4th September 2018, a velmi podobný článek stejných autorů [Andreas Gruber, Michael Gadringer, Helmut Schreiber, Dominik Amschl, Wolfgang Bösch, Steffen Metzner, Horst Pflügl: Highly scalable radar target simulátor for autonomous driving test beds, Published in: 2017 European Radar Conference (EURAD), Date of Conference: 11-13 Oct. 2017, Conference Location: Nürnberg, Germany, DOI: 10.23919/EURAD.2017.8249168, Publisher: IEEE, Date Added to IEEE Xplore: 08 January 2018.

Problematika latence digitálních obvodů je v obou článcích řešena tak, že autoři používají standardní digitální moduly s velmi vysokou latencí a blízké cíle simulují pomocí paralelně zapojených analogových obvodů založených na úsecích zpožďovacích, typicky koaxiálních, vedení. V článku uvedená hodnota latence použitých obvodů digitálního zpracování signálů je

180 ns, tomu odpovídá minimální vzdálenost simulovaného cíle 27 m.

Podstata vynálezu

5

Výše uvedené nevýhody odstraňuje ekonomické řešení digitálního simulátoru cílů pro automobilové radary s nízkou latencí podle překládaného řešení. Tento simulátor obsahuje integrované milimetrové jednotky, z nichž jedna je součástí přijímacího kanálu a $M \times N$ integrovaných milimetrových jednotek je součástí vysílacích kanálů. M je počet bloků vysílacích kanálů, z nichž každý obsahuje N vysílacích kanálů. Integrované milimetrové jednotky přijímacího kanálu a vysílacích kanálů jsou umístěny na mechanickém nosiči před testovaným automobilovým radarem v jeho výhledu. Podstatou nového řešení je, že mezifrekvenční výstup integrované milimetrové jednotky s přijímací funkcí přijímacího kanálu je připojen na vstup mezifrekvenčního děliče s dělicím poměrem 1:M. Na každý z M výstupů je připojen řetězec tvořený mezifrekvenční jednotkou s přijímací funkcí, na kterou je v případě použití reálných signálů připojen jeden A/D převodník a v případě použití komplexních IQ signálů soustava dvou A/D převodníků. Digitální výstup daného A/D převodníku je propojen s jedním vstupem jednoho z M bloků vysílacích kanálů, kterým je první vstup programovatelného hradlového pole s N výstupy, majícím druhý vstup propojen s výstupem řídicí jednotky. Každý z těchto N výstupů programovatelného hradlového pole je připojen na svůj řetězec vysílacího kanálu. Ten je tvořený v případě použití reálných signálů jedním D/A převodníkem a v případě použití komplexních IQ signálů soustavou dvou D/A převodníků, jejichž analogové výstupy jsou přes mezifrekvenční jednotku s vysílací funkcí propojeny s mezifrekvenčním vstupem integrované milimetrové jednotky s vysílací funkcí. Součástí digitálního simulátoru je jednotka místního oscilátoru pracující jako zdroj silného signálu v rozmezí 5 až 20 dBm mající $M \times N + 1$ výstupů pro propojení s konektory vstupů LO integrované milimetrové jednotky s přijímací funkcí a integrovaných milimetrových jednotek s vysílací funkcí. Každá integrovaná milimetrová jednotka s vysílací funkcí a integrovaná milimetrová jednotka s přijímací funkcí obsahuje vyzařující aperturu, která je tvořena otevřeným koncem obdélníkového vlnovodu rozšířeného alespoň v jednom rozměru. Na tuto vyzařovací aperturu navazuje přechod vlnovod-planární vedení, který úsekem planárního vedení integrovaným na desce milimetrových a mikrovlnných obvodů částečně zasahuje do vlnovodu. Na toto planární vedení je zapojena vysokofrekvenční brána subharmonicky buzeného balančního směšovače se silným signálem LO, jehož vstup LO je propojen planárním vedením s konektorem vstupu LO integrované milimetrové jednotky s přijímací funkcí, respektive integrované milimetrové jednotky s vysílací funkcí.

Mezifrekvenční brána subharmonicky buzeného balančního směšovače se silným signálem LO je pomocí planárního vedení propojena s konektorem mezifrekvenčního výstupu integrované milimetrové jednotky s přijímací funkcí, respektive mezifrekvenčního vstupu integrované milimetrové jednotky s vysílací funkcí.

V jednom možném provedení jsou integrovaná milimetrová jednotka s přijímací funkcí a integrované milimetrové jednotky s vysílací funkcí jsou identické.

Ve výhodném provedení je v úseku planárního vedení přechodu vlnovod-planární vedení propojujícím vyzařující aperturu s vysokofrekvenční branou subharmonicky buzeného balančního směšovače se silným signálem LO zapojen vysokofrekvenční filtr. Mezi mezifrekvenční branou subharmonicky buzeného balančního směšovače se silným signálem LO a konektorem mezifrekvenčního výstupu integrované milimetrové jednotky s přijímací funkcí, respektive mezifrekvenčního vstupu integrované milimetrové jednotky s vysílací funkcí je zapojen mezifrekvenční filtr. Současně je mezi vstupem LO subharmonicky buzeného balančního směšovače se silným signálem LO a konektorem vstupu LO integrované milimetrové jednotky s přijímací funkcí, respektive integrované milimetrové jednotky s vysílací funkcí zapojen budící zesilovač.

Je výhodné, jsou-li kompletní integrované milimetrové jednotky s vysílací funkcí i integrované milimetrové jednotky s přijímací funkcí integrovány v malých kompaktních metalických

krabičkách. Dále je výhodné, jsou-li integrované milimetrové jednotky s vysílací funkcí instalovány na mechanickém nosiči. Vzdálenost středů dvou sousedních vyzařovacích apertur integrovaných milimetrových jednotek s vysílací funkcí je dána požadavky na hustotu simulovaných cílů v azimutu, a to na největší simulované vzdálenosti a v závislosti na typu testovaného automobilového radaru. Integrovaná milimetrová jednotka s přijímací funkcí je umístěna kdekoli ve výhledu testovaného radaru. Tyto integrované milimetrové jednotky s vysílací funkcí mohou být umístěny na mechanickém nosiči vedle sebe v jedné řadě. Při vyšších nárocích na hustotu cílů jsou integrované milimetrové jednotky s vysílací funkcí umístěny na mechanickém nosiči s překryvem v řadách nad sebou.

Navržené řešení vykazuje oproti stávajícím řešením řadu výhod, ty se týkají zejména minimalizace latence a výrobních nákladů. Hodnoty latence prakticky dosažitelné použitím řešení dle tohoto vynálezu jsou pod 60 ns, tomu odpovídá minimální simulovatelná vzdálenost cíle kratší než 9 m. Tyto hodnoty ukazují, že toto řešení umožňuje dosažení podstatně nižší latence obvodů digitálního zpracování signálů, a tedy i simulaci relativně blízkých cílů těmito obvody. Pokud je potřeba simulovat i cíle bližší než 9 m, tak je možné používat analogové obvody s podstatně kratšími úseky vedení, tedy analogové obvody výrazně jednodušší, s nižší cenou i rozměry.

Navržené řešení používá jen jeden přijímací kanál s jednou integrovanou milimetrovou jednotkou, což je jednodušší a levnější než řešení, která vyžadují vysoký počet přijímacích kanálů. Pro generaci vysokého počtu cílů v azimutu je v dané koncepci nutné použít vysoký počet vysílacích kanálů. Pro nízkou cenu výsledného zařízení je tedy nutné zabezpečit nízké výrobní náklady všech komponent vysílacích kanálů. V navrženém řešení je pozornost zaměřena na integrované milimetrové jednotky s vysílací funkcí a D/A převodníky, a to spolu se zajištěním optimálního větvení zabezpečujícího minimální latenci.

Vnitřní struktura integrované milimetrové jednotky je velmi jednoduchá. V základní variantě vedle vyzařovací apertury, přechodu vlnovod-planární, typicky mikropáskové vedení realizované na desce milimetrových a mikrovlnných obvodů, a dalších dvou propojovacích planárních, typicky mikropáskových, vedení obsahuje jen subharmonicky buzený balanční směšovač se silným signálem LO a dva konektory. Takto jednoduchá struktura nevznikla náhodou, navržena byla na základě teoretického rozboru věnovaného signálovým úrovním a šumovým parametrům simulátorů cílů. Výsledkem tohoto rozboru je to, že integrovaná milimetrová jednotka může mít i poměrně vysoké šumové číslo, i hodně přes 30 dB, a nepotřebuje tedy nízkošumový předzesilovač LNA. Výsledkem rozboru je také skutečnost, že vysílané výstupní úrovně jsou nízké a integrovaná milimetrová jednotka tedy nepotřebuje výstupní zesilovač PA. To je rozdíl oproti standardním down- a up-konvertorům používaným v komunikační technice, které zapojení LNA i PA vyžadují a vznikají tak nezanedbatelné náklady spojené s pořízením a osazováním těchto komponent. Dalším důsledkem je fakt, že navržená integrovaná milimetrová jednotka je použitelná jak v přijímací větvi, tak i ve vysílacích větvích, což dále snižuje náklady na realizaci předemtných simulátorů cílů. Integrované milimetrové jednotky lze také realizovat jako velmi malé moduly s rozměry i menšími než 40x40x10 mm. Lze je snadno umístit do potřebných míst ve výhledu testovaného automobilového radaru, všechny ostatní obvody pak mohou být napojeny pomocí krátkých koaxiálních kabelů a mohou být kdekoli i mimo výhled testovaného automobilového radaru. Rozestupy mezi integrovanými milimetrovými jednotkami mohou být malé, což umožňuje simulovat husté cíle v rovině azimut-vzdálenost. Při přímém napojení vyzařující apertura - subharmonicky buzený balanční směšovač se silným signálem LO odpadá nutnost použití mimořádně nákladných a často velmi ztrátových propojovacích vedení pracujících ve frekvenčním pásmu automobilového radaru 76 až 81 GHz. Díky integraci může být výrobní cena integrované milimetrové jednotky velmi nízká, vyzařovací apertura je přímo součástí boxu, cena použitého planárního, typicky mikropáskového, vedení realizovaného na desce milimetrových a mikrovlnných obvodů je také velmi nízká. Ve výhodném provedení jsou součástí integrované milimetrové jednotky ještě dva filtry a budicí zesilovač. Cena filtrů je plně zahrnuta v ceně desky milimetrových a mikrovlnných obvodů. Případně použitý budicí zesilovač pracuje na relativně nízké frekvenci $f_{LO}=(f_0-f_{MF})/2$, je proto levný a může být v zapouzdřeném provedení, takže i jeho

osazení je levné. I vstupní/výstupní konektory pracují na frekvencích podstatně nižších, než 76 až 81 GHz a mohou proto být mnohonásobně levnější, než pokud by vstupy/výstupy byly přímo v pásmu 76 až 81 GHz. Jako konektory LO je možné použít konektory 2.9 mm, které jsou mnohonásobně levnější než konektory 1.0 mm, nezbytné pro pásmo 76 až 81 GHz. To samé se týká i konektorů MF, které mohou být typu SMA a jsou proto ještě levnější než konektory 2.9 mm.

Použité rozdělení vstupního signálu pomocí mezifrekvenčního děliče umožňuje udržení minimální možné latence v digitálních obvodech. Teoreticky lze v simulátorech cílů předmětného typu použít jeden A/D převodník a větvení pro více programovatelných hradlových polí FPGA provést na digitálních sběrnicích za A/D převodníky. To však není možné provést v případě velmi rychlých A/D převodníků pracujících s analogovými i digitálními signály s frekvencemi řádově jednotky GHz. Pro rozdělení signálů za A/D převodníků by bylo nutné použít speciální obvod, který by ale současně zvýšil latenci. Proto navržené řešení používá analogové dělení v pásmu MF, použitý analogový dělič zvyšuje latenci jen o cca 0,1 ns, což je vzhledem k dalším latencím v digitálních obvodech neznatelné. To platí i pro přímé napojení několika D/A převodníků na výstupy FPGA. Typicky lze na jeden FPGA napojit až 4 D/A převodníky při použití komplexních IQ složkových signálů nebo 8 D/A převodníků při použití reálných signálů. To jsou příznivé dělicí poměry, přitom je zachována minimální možná latence a příznivé výrobní náklady. Větvení je provedeno v FPGA, ve kterém je současně prováděno digitální zpracování signálů. FPGA samozřejmě vykazují nezanedbatelnou latenci, typicky 20 ns, se kterou je nutné počítat, pro větvení signálů do více D/A převodníků ale již žádná navíc nevzniká.

Objasnění výkresů

Digitální simulátor cílů s nízkou latencí pro automobilové radary bude dále popsán pomocí příložených výkresů. Základní schéma pro případ použití reálných signálů je uvedeno na obr. 1 a pro případ použití komplexních IQ signálů na obr. 2. Jedno provedení integrované milimetrové jednotky znázorňuje obr. 3, jeho modifikaci pak obr. 4. Na obr. 5 je znázorněno umístění integrovaných milimetrových jednotek na mechanickém nosiči při pohledu ze strany vyzařovacích apertur. Základní upevnění integrovaných milimetrových jednotek na mechanickém nosiči je uvedeno na obr. 6 a jeho modifikace na obr. 7.

Příklady uskutečnění vynálezu

Simulátor cílů pro automobilové radary dle předkládaného řešení se, viz Obr.1, skládá z jednoho přijímacího kanálu 1, digitálních obvodů pro signálové zpracování a MxN vysílacích kanálů, kde M je počet bloků 2 vysílacích kanálů a N je počet vysílacích kanálů v každém z nich. Přijímací kanál 1 se skládá z integrované milimetrové jednotky 1.1 s přijímací funkcí se silným signálem z jednotky 4 místního oscilátoru, ze vstupního mezifrekvenčního děliče 1.2 s M výstupy a z M mezifrekvenčních jednotek 1.3 s přijímací funkcí. Na každou mezifrekvenční jednotku je v případě použití reálných signálů připojen jeden A/D převodník 1.4 a v případě použití komplexních IQ signálů soustava dvou A/D převodníků 1.4 a 1.4.1 viz obr. 2. Digitální výstup daného A/D převodníku 1.4, 1.4.1 je propojen s jedním vstupem jednoho z M bloků 2 vysílacích kanálů, kterým je první vstup programovatelného hradlového pole 2.4 s N výstupy, jehož druhý vstup je propojen s výstupem řídicí jednotky 3. Toto programovatelné hradlové pole 2.4 je zapojené jako velmi rychlý signálový procesor s mnoha vstupy/výstupy. Každý z N výstupů programovatelného hradlového pole 2.4 je připojen na svůj řetězec vysílacího kanálu. Ten je tvořený v případě použití reálných signálů jedním D/A převodníkem 2.3 a v případě použití komplexních IQ signálů soustavou dvou D/A převodníků 2.3 a 2.3.1 jeden pro I vstupní signál a druhý pro Q vstupní signál, jejichž analogové výstupy jsou přes mezifrekvenční jednotku 2.2 s vysílací funkcí propojeny s mezifrekvenčním vstupem IF integrované milimetrové jednotky 2.1 s vysílací funkcí. Na výstupy programovatelného hradlového pole 2.4 lze obecně zapojit až P D/A převodníků 2.3 respektive 2.3 a 2.3.1. Určení P je dáno celkovým počtem výstupů programovatelného hradlového pole 2.4, které

jsou k dispozici V_c a potřebným počtem výstupů programovatelného hradlového pole 2.4, které jsou potřeba pro napojení jednoho D/A převodníku V_P .

$$P = \text{INTEGER}(V_c/V_P)$$

5

Při obvyklém počtu vstupů/výstupů programovatelného hradlového pole 2.4 cca 600 a potřebném počtu pro napojení jednoho A/D převodníku nebo D/A převodníku $V_P=60$ vychází $V_c=480$ a $P=8$. Na výstupy jednoho programovatelného hradlového pole 2.4 lze tedy napojit typicky 8 výstupních kanálů při použití komplexního signálu nebo čtyři výstupní kanály při použití složkových IQ signálů.

10

Jednotka 4 místního oscilátoru poskytuje silný signál v rozmezí 5 až 20 dBm a má $M \times N + 1$ výstupů pro propojení s konektory vstupů LO integrované milimetrové jednotky 1.1 s přijímací funkcí a integrovaných milimetrových jednotek 2.1 s vysílací funkcí.

15

LO vstup integrované milimetrové jednotky 1.1 s přijímací funkcí je buzen silným signálem vhodné frekvence f_{LO} tak, aby v přijímacím kanálu došlo ke konverzi signálu z pásma automobilových radarů typicky 76 až 81 GHz do vhodného MF pásma, přičemž platí, že jeho střední frekvence f_{MF} je podstatně nižší než f_o , přičemž f_o je střední frekvence pracovního pásma automobilových radarů. Základním úkolem mezifrekvenční jednotky 1.3 s přijímací funkcí je úprava amplitudy signálu a filtrace signálu, a to zejména z pohledu interferencí a aliasingu. V případě potřeby v ní může být proveden převod z reálného signálu na komplexní složkový IQ signál nebo i další frekvenční konverze.

20

Každá mezifrekvenční jednotka 2.2 s vysílací funkcí ve vysílacím kanálu budí signálem IF bránu integrované milimetrové jednotky 2.1 s vysílací funkcí. LO vstupy všech integrovaných milimetrových jednotek 2.1 s vysílací funkcí jsou buzeny silným signálem vhodné frekvence f_{LO} tak, aby ve výstupním kanálu došlo ke konverzi signálu z pásma IF zpět do pásma automobilového radaru, typicky 76 až 81 GHz. Signály LO jsou generovány v jednotce 4 místního oscilátoru, kde jsou silné signály LO na frekvenci f_{LO} odvozeny z jedné společné frekvenční reference. Jako silný signál pro dané účely se obvykle rozumí signály s výkonem typicky od 5 do 20 dBm. Řídící jednotka 3 koordinuje činnost všech programovatelných hradlových polí 2.4 a řídí vlastní simulaci cílů, tedy nastavení časových zpoždění, dopplerovských posuvů a amplitud cílů generovaných v jednotlivých programovatelných hradlových polí 2.4.

25

V daném řešení mohou být integrované milimetrové jednotky 2.1 s vysílací funkcí a integrovaná milimetrová jednotka 1.1 s přijímací funkcí identické. V základním provedení dle obr. 3 obsahuje každá z nich vyzařující aperturu 5, přechod 6 vlnovod - planární vedení, desku 7 milimetrových a mikrovlnných plošných spojů s osazeným subharmonicky buzeným balančním směšovačem 8 se silným signálem LO, mezifrekvenční konektor IF a konektor LO umožňující napojení jednoho z výstupů jednotky 4 místního oscilátoru). Vyzařující aperturu 5 tvoří otevřený konec obdélníkového vlnovodu rozšířený v jednom nebo i v obou rozměrech. Vyzařovací apertura 5 je přitom přímo součástí krabičky integrované milimetrové jednotky. Na vyzařovací aperturu 5 bezprostředně navazuje přechod 6 vlnovod-planární vedení, který je přímo integrovaný na desce 7 milimetrových a mikrovlnných obvodů jako část s úsekem planárního, typicky mikropáskového, vedení realizovaného na desce 7 milimetrových a mikrovlnných obvodů, které částečně zasahuje do vlnovodu. Na planární, typicky mikropáskové, vedení realizované na desce 7 milimetrových a mikrovlnných obvodů za vyzařovací aperturou 5 je zapojena RF brána subharmonicky buzeného balančního směšovače se silným signálem LO 8 se vstupem silného signálu LO, realizovaného buď ve formě MMIC, mikrovlnný monolitický integrovaný obvod, čipu nebo ve formě pouzdrženého MMIC. IF brána subharmonicky buzeného balančního směšovače se silným signálem LO 8 je pomocí planárního, opět typicky mikropáskového, vedení propojena s IF konektorem dané integrované milimetrové jednotky. Vstup LO subharmonicky buzeného balančního směšovače se silným signálem LO 8 je pomocí planárního, typicky mikropáskového, vedení realizovaného na desce 7 milimetrových a mikrovlnných obvodů propojen s LO konektorem dané integrované

55

milimetrové jednotky.

Ve výhodném provedení dle obr. 4 je v planárním vedení realizovaném na desce 7 milimetrových a mikrovlnných obvodů propojujícím vyzařující aperturu 5 s RF branou subharmonicky buzeného balančního směšovače se silným signálem LO 8 zapojen ještě vysokofrekvenční filtr 9. Ten zvyšuje odolnost vůči nechtěnému příjmu/vyzařování dané integrované milimetrové jednotky, potlačuje vyzařování LO signálu z integrované milimetrové jednotky a potlačuje zrcadlový příjem/vyzařování integrované milimetrové jednotky. Mezi mezifrekvenční bránu IF subharmonicky buzeného balančního směšovače se silným signálem LO 8 a konektorem mezifrekvenčního vstupu IF dané integrované milimetrové jednotky je ve výhodném provedení zapojen mezifrekvenční filtr 10. Ten provádí omezení rušivého spektra vně mezifrekvenčního pásma. Ve výhodném provedení je součástí dané integrované milimetrové jednotky i budicí zesilovač 11, jehož použití snižuje nároky na výstupní výkon jednotky 4 místního oscilátoru, což umožňuje snadnější realizaci jednotky 4 místního oscilátoru s vysokým počtem výstupů, kde potřebný počet výstupů jednotky 4 místního oscilátoru je $N \times M + 1$.

Na obr. 5 jsou znázorněny dvě integrované milimetrové jednotky 2.1 s vysílací funkcí při pohledu ze strany vyzařovací apertury 5. Polarizace daná vektorem elektrického pole E musí odpovídat polarizaci testovaného automobilového radaru, je tedy obvykle vertikální. Pro testování automobilových radarů pak může být výhodné provedení, kdy je vlnovod rozšířený více v horizontálním rozměru a méně ve vertikálním rozměru. Taková vyzařovací apertura 5 pak má v horizontální rovině úzký vyzařovací diagram, typicky 10° , a o něco širší ve vertikální rovině, typicky 20° až 30° . Úzký vyzařovací diagram v horizontální rovině je výhodný z hlediska zaostřování simulovaných cílů. Pokud je okolí integrované milimetrové jednotky 2.1 s vysílací funkcí a testovaného automobilového radaru dostatečně zatlumené z pohledu odrazů, tak by širší vyzařovací diagram ve vertikální rovině neměl v daném případě nijak významně vadit. Antény automobilových radarů mají ve vertikální rovině úzké vyzařovací diagramy a automobilové radary v této rovině nevykazují žádné rozlišení, neboť detekují a měří cíle v 2D horizontální rovině dané azimutem a vzdáleností cílů. Integrované milimetrové jednotky 2.1 s vysílací funkcí s takovou vyzařovací aperturou 5 mohou mít malou výšku, i jen 8 mm, což vede na nízkou výrobní cenu a jejich snadnou instalaci na mechanický nosič 12, viz obr. 6. a obr. 7.

Na obr. 6 je znázorněn základní způsob upevnění více integrovaných milimetrových jednotek 2.1 s vysílací funkcí na mechanický nosič 12. Vzájemné vzdálenosti D mezi integrovanými milimetrovými jednotkami 2.1 s vysílací funkcí jsou dány požadavky na hustotu simulovaných cílů v azimutu, a to na největší simulované vzdálenosti $R_{\max}$. Integrované milimetrové jednotky 2.1 s vysílací funkcí jsou konstruovány tak, aby jejich šířka A byla velmi malá, typicky 40 mm. Pokud se umístí těsně vedle sebe, tak je vzájemná vzdálenost $D=A$.

Pokud je požadována vzájemná vzdálenost ještě menší, je dle obr. 7 možné instalovat integrované milimetrové jednotky 2.1 s vysílací funkcí na mechanický nosič 12 s překryvem. Integrovaná milimetrová jednotka 11 s přijímací funkcí, která je součástí přijímacího kanálu 1, může být kdekoli v výhledu testovaného automobilového radaru. Je to umožněno tím, že všechny známé automobilové radary pracují s technikou MIMO a jejich vysílací antény mají v horizontální rovině široké vyzařovací diagramy.

Celkově funguje předmětný simulátor cílů tak, že integrovaná mikrovlnná jednotka 1.1 s přijímací funkcí přijímá pomocí apertury 5 signály vysílané testovaným automobilovým radarem a pomocí signálu LO je konvertuje do IF frekvenčního pásma, které je výrazně nižší, než je pracovní pásmo testovaného automobilového radaru. Ve frekvenčním pásmu IF je signál pomocí mezifrekvenčního děliče 1.2 rozbočen do více větví, každá z nich je zakončena až dvěma A/D převodníky 1.4, 1.4.1, které přijatý signál digitalizují. Další zpracování je provedeno v M programovatelných hradlových polích 2.4, FPGA, která digitálně realizují zejména posuv čase a posuv ve frekvenci. Posuv v čase přitom odpovídá vzdálenosti simulovaného cíle a posuv ve frekvenci jeho radiální složce rychlosti vůči testovanému automobilovému radaru. Digitálně upravené signály jsou pomocí D/A

převodníků 2.3, 2.3.1 opět převedeny do analogové formy, v integrovaných milimetrových jednotkách 2.1 s vysílací funkcí jsou konvertovány zpět do pracovního pásma automobilových radarů a pomocí apertur 5 vyslány zpět k testovanému automobilovému radaru. Integrovaných milimetrových jednotek 2.1 s vysílací funkcí je v daném uspořádání více, celkem $M \times N$, a jsou před
5 testovaným automobilovým radarem uspořádány do formy řady s tím, že vyzařovací apertury 5 jsou umístěny vedle sebe na části kružnice. Toto uspořádání umožňuje jednak simulaci více cílů na více různých azimutech, jednak pomocí přepínání cílů mezi sousedními integrovanými milimetrovými jednotkami 2.1 s vysílací funkcí realizovat pohyb simulovaných cílů v azimutu.

10

Průmyslová využitelnost

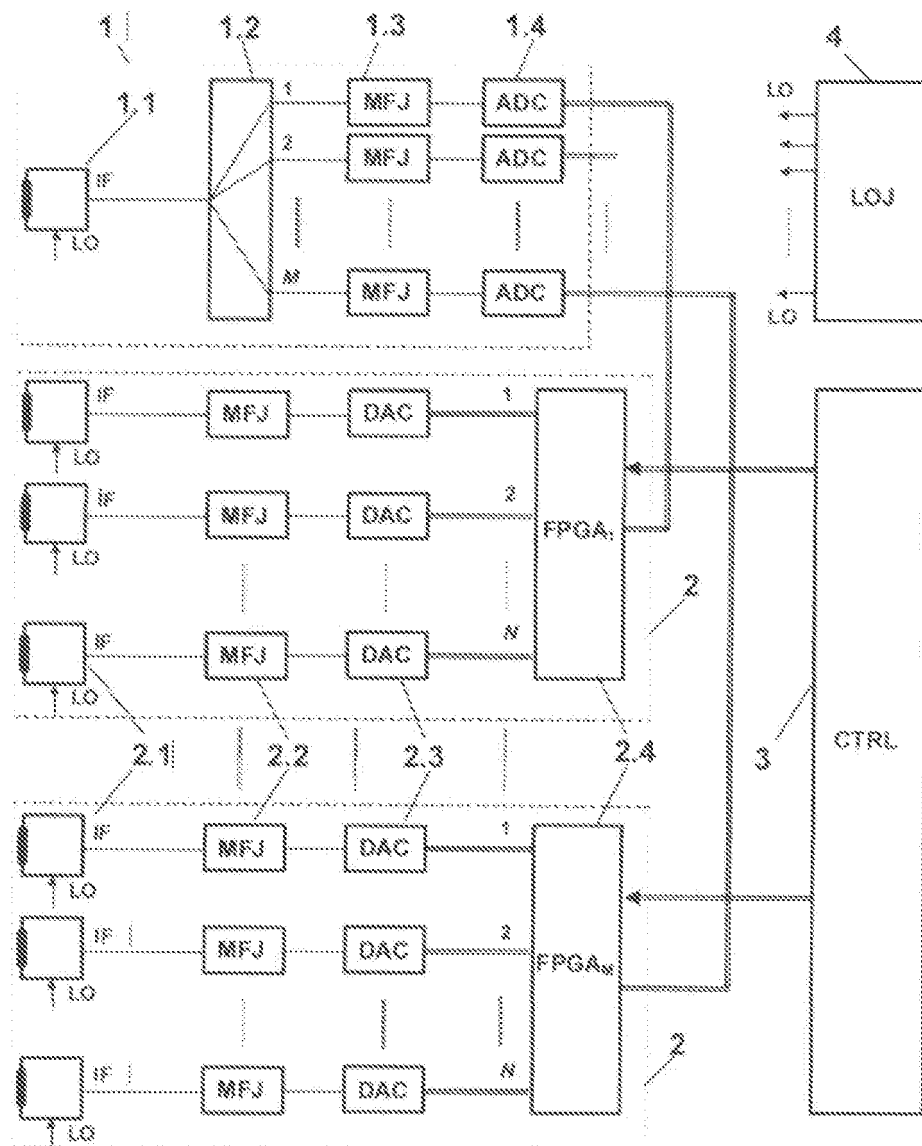
Uvedené řešení je použitelné pro konstrukci moderních simulátorů cílů pro automobilové radary s digitálním zpracováním signálů, kde je potřebné generovat větší počet cílů v různých
15 vzdálenostech a na různých azimutech.

PATENTOVÉ NÁROKY

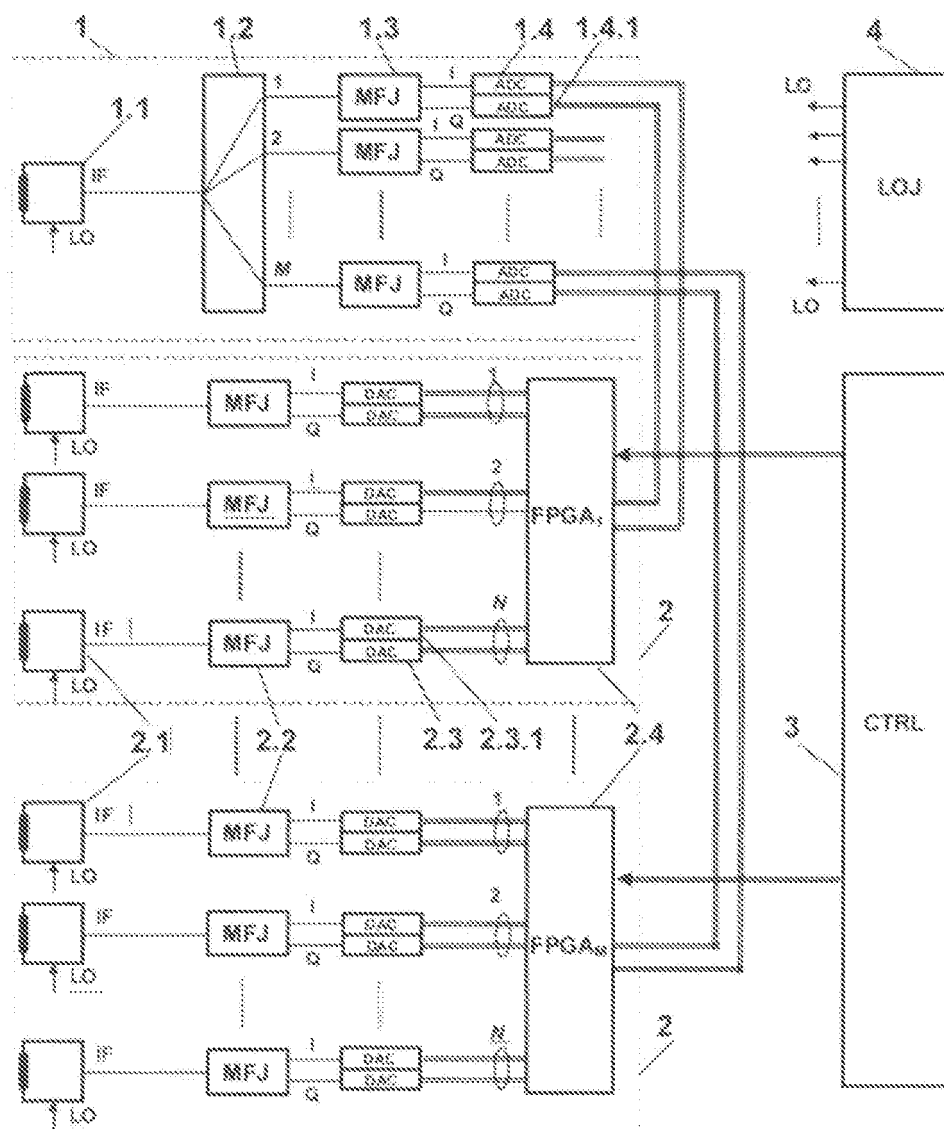
1. Digitální simulátor cílů s nízkou latencí pro automobilové radary, který obsahuje integrované milimetrové jednotky, z nichž jedna je součástí přijímacího kanálu a $M \times N$ integrovaných milimetrových jednotek je součástí vysílacích kanálů, kde M je počet bloků vysílacích kanálů, z nichž každý obsahuje N vysílacích kanálů, přičemž integrované milimetrové jednotky přijímacího kanálu a vysílacích kanálů jsou umístěny na mechanickém nosiči před testovaným automobilovým radarem v jeho výhledu,
- 10 **vyznačující se tím**, že mezifrekvenční výstup (IF) integrované milimetrové jednotky (1.1) s přijímací funkcí přijímacího kanálu (1) je připojen na vstup mezifrekvenčního děliče (1.2) s dělicím poměrem 1:M, kde na každý z M výstupů je připojen řetězec tvořený mezifrekvenční jednotkou (1.3) s přijímací funkcí, na kterou je v případě použití reálných signálů připojen jeden A/D převodník (1.4) a v případě použití komplexních IQ signálů soustava dvou A/D převodníků (1.4 a 1.4.1), kde digitální výstup daného A/D převodníku (1.4, 1.4.1) je propojen s jedním vstupem jednoho z M bloků (2) vysílacích kanálů, kterým je první vstup programovatelného hradlového pole (2.4) s N výstupy majícím druhý vstup propojen s výstupem řídicí jednotky (3) a kde každý z těchto N výstupů programovatelného hradlového pole (2.4) je připojen na svůj řetězec vysílacího kanálu tvořený v případě použití reálných signálů jedním D/A převodníkem (2.3) a v případě 20 použití komplexních IQ signálů soustavou dvou D/A převodníků (2.3 a 2.3.1), jejichž analogové výstupy jsou přes mezifrekvenční jednotku (2.2) s vysílací funkcí propojeny s mezifrekvenčním vstupem (IF) integrované milimetrové jednotky (2.1) s vysílací funkcí, přičemž součástí digitálního simulátoru je jednotka (4) místního oscilátoru, představující zdroj silného signálu v rozmezí 5 až 20 dBm mající $M \times N + 1$ výstupů pro propojení s konektory vstupů (LO) integrované milimetrové 25 jednotky (1.1) s přijímací funkcí a integrovaných milimetrových jednotek (2.1) s vysílací funkcí, každá integrovaná milimetrová jednotka (2.1) s vysílací funkcí a integrovaná milimetrová jednotka (1.1) s přijímací funkcí obsahuje vyzařující aperturu (5), která je tvořena otevřeným koncem obdélníkového vlnovodu rozšířeného alespoň v jednom rozměru, na tuto vyzařovací aperturu (5) navazuje přechod (6) vlnovod-planární vedení, který úsekem planárního vedení integrovaným na desce (7) milimetrových a mikrovlnných obvodů částečně zasahuje do vlnovodu, na toto planární vedení je zapojena vysokofrekvenční brána (RF) subharmonicky buzeného balančního směšovače se silným signálem LO (8), jehož vstup (LO) silného signálu je propojen planárním vedením s konektorem vstupu (LO) integrované milimetrové jednotky (1.1) s přijímací funkcí respektive integrované milimetrové jednotky (2.1) s vysílací funkcí, a jehož mezifrekvenční brána (IF) je 35 pomocí planárního vedení propojena s konektorem mezifrekvenčního výstupu (IF) integrované milimetrové jednotky (1.1) s přijímací funkcí respektive mezifrekvenčního vstupu integrované milimetrové jednotky (2.1) s vysílací funkcí.
2. Digitální simulátor cílů podle nároku 1, **vyznačující se tím**, že integrovaná milimetrová jednotka (1.1) s přijímací funkcí a integrované milimetrové jednotky (2.1) s vysílací funkcí jsou 40 identické.
3. Digitální simulátor cílů podle nároku 1 nebo 2, **vyznačující se tím**, že v úseku planárního vedení přechodu (6) vlnovod-planární vedení propojujícím vyzařující aperturu (5) s vysokofrekvenční branou (RF) subharmonicky buzeného balančního směšovače (8) se silným signálem LO je zapojen vysokofrekvenční filtr (9), mezi mezifrekvenční branou (IF) subharmonicky buzeného balančního směšovače (8) se silným signálem LO a konektorem mezifrekvenčního výstupu (IF) integrované milimetrové jednotky (1.1) s přijímací funkcí respektive mezifrekvenčního vstupu integrované milimetrové jednotky (2.1) s vysílací funkcí je 50 zapojen mezifrekvenční filtr (10) a mezi vstupem (LO) subharmonicky buzeného balančního směšovače (8) se silným signálem LO a konektorem vstupu (LO) integrované milimetrové jednotky (1.1) s přijímací funkcí respektive integrované milimetrové jednotky (2.1) s vysílací funkcí je zapojen budící zesilovač (11).

4. Digitální simulátor cílů podle kteréhokoliv z nároků 1 až 3, **vyznačující se tím**, že integrované milimetrové jednotky (2.1) s vysílací funkcí a integrovaná milimetrová jednotka (1.1) s přijímací funkcí jsou integrovány v kompaktních metalických krabičkách, majících z pohledu vyzařující apertury (5) šířku (A) a výšku (B) a jsou instalovány na mechanickém nosiči (12) s tím, že vzdálenost (D) středů dvou sousedních vyzařovacích apertur (5) integrovaných milimetrových jednotek (2.1) s vysílací funkcí je dána požadavky na hustotu simulovaných cílů v azimutu, a to na největší simulované vzdálenosti a v závislosti na typu testovaného automobilového radaru, přičemž integrovaná milimetrová jednotka (1.1) s přijímací funkcí je umístěna kdekoliv ve výhledu testovaného radaru.
5. Digitální simulátor cílů podle kteréhokoli z nároků 1 až 4, **vyznačující se tím**, že integrované milimetrové jednotky (2.1) s vysílací funkcí jsou umístěny na mechanickém nosiči (12) vedle sebe v jedné řadě.
6. Digitální simulátor cílů podle kteréhokoli z nároků 1 až 4, **vyznačující se tím**, že při vyšších nárocích na hustotu cílů jsou integrované milimetrové jednotky (2.1) s vysílací funkcí umístěny na držáku s překryvem v řadách nad sebou.

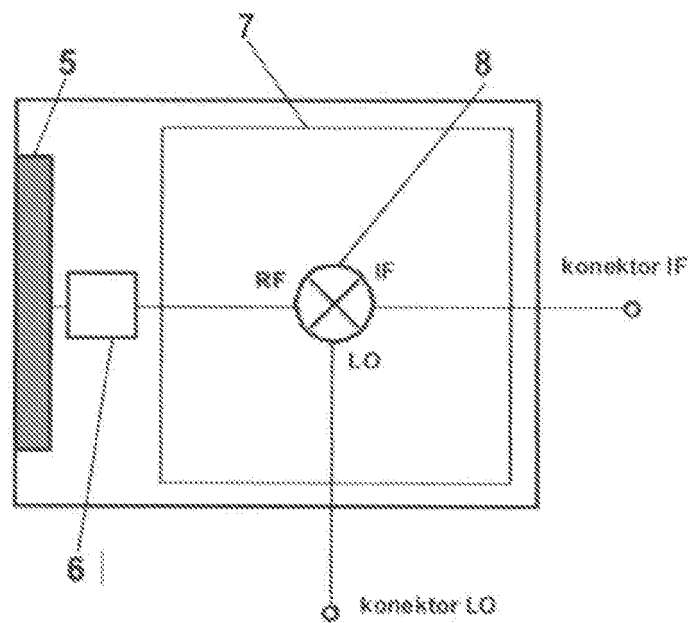
4 výkresy



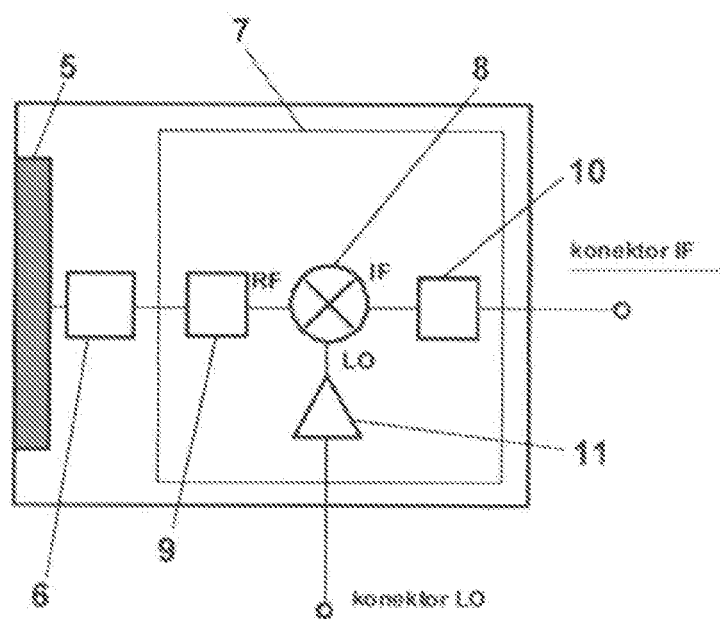
Obr. 1



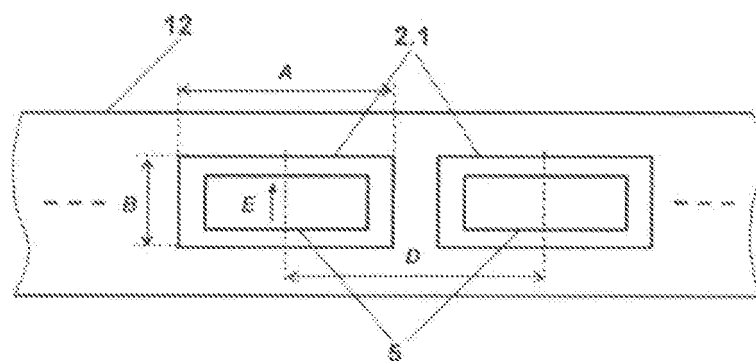
Obr. 2



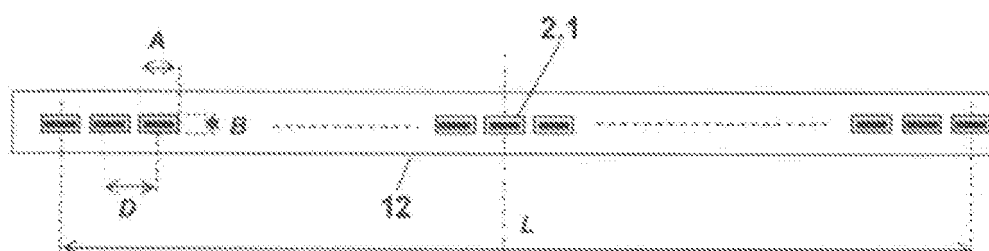
Obr. 3



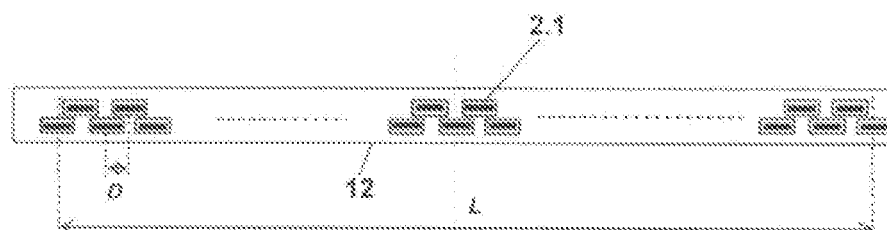
Obr. 4



Obr. 5



Obr. 6



Obr. 7