

PŘIHLÁŠKA VYNÁLEZU

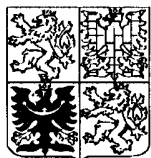
zveřejněná podle § 31 zákona č. 527/1990 Sb.

(21) Číslo dokumentu:

2197-97

(19)

ČESKÁ
REPUBLIKA



ÚŘAD
PRŮMYSLVÉHO
VLASTNICTVÍ

(22) Přihlášeno: **10. 07. 97**

(32) Datum podání prioritní přihlášky: **17.07.96**

(31) Číslo prioritní přihlášky: **96/684276**

(33) Země priority: **US**

(40) Datum zveřejnění přihlášky vynálezu: **18. 02. 98**
(Věstník č. 2/98)

(13) Druh dokumentu: **A3**

(51) Int. Cl.⁶:

H 04 B 7/204

(71) Přihlášovatel:

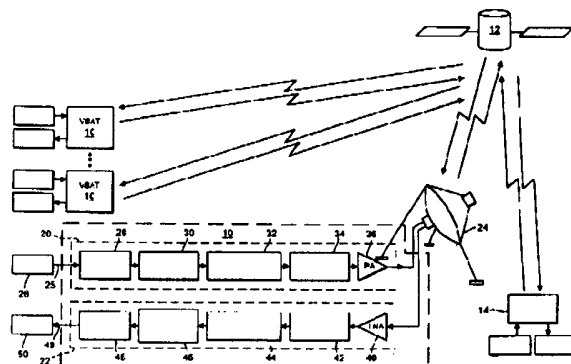
GENERAL ELECTRIC COMPANY
INTERNATIONAL PATENT OPERATION,
Schenectady, NY, US;

(72) Původce:

Hladík Stephan Michael, Albany, NY, US;
Check William Alan, Herndon, VA, US;
Glinzman Brian James, Herndon, VA, US;
Fleming III. Robert Fleming, Derwood, MD, US;

(74) Zástupce:

Švorčík Otakar JUDr., Hálkova 2, Praha 2,
12000;



(54) Název přihlášky vynálezu:

**Satelitní komunikační systém používající
paralelně zřetězené kódování**

(57) Anotace:

Satelitní komunikační síť VSAT používá na vedeních pro přenos směrem k centrální stanici a/nebo paralelně zřetězené kódování. Pro krátké datové bloky jsou použity nerekurzivní systematické "tail-biting" konvoluční kody. Pro delší datové bloky jsou použity rekurzivní systematické konvoluční kody. Tyto paralelně zřetězené kodovací techniky jsou použity společně s modulací s rozprostřeným spektrem za účelem vytvoření komunikačního systému VSAT, který splňuje předpisy FCC o celkové výkonové spektrální hustotě přenášených signálů a rovněž zmírňuje rušení ze sousedních satelitů.

CZ 2197-97 A3

22.10.97

Satelitní komunikační systém používající paralelně zřetězené kódování

Oblast techniky

Předkládaný vynález se týká všeobecně satelitních komunikačních systémů, zejména pak satelitního komunikačního systému s malými pozemskými stanicemi používajícího paralelně zřetězené kódování pro přenos směrem k centrální stanici a/nebo od centrální stanice.

Dosavadní stav techniky

Existuje rozvíjející se trh pro multimediální komunikace přes satelit, používající levné malé pozemské stanice (VSAT's). Výhody použití menší antény než je dnes v průmyslu běžné, zahrnují snížené náklady na reflektor, nižší dopravní náklady, zjednodušení mechaniky a snížení pracnosti montáže a zvýšený příznivý ohlas u uživatelů, daný méně nápadným vzhledem. Nicméně použití parabolické antény s malou účinnou plochou (aperturou) může způsobit nežádoucí snížení kapacity sítě. Toto má několik příčin daných zmenšenou velikostí antény: (1) zmenšenou energii přijímaného a vysílaného signálu zapříčiněnou doprovodným snížením zisku antény a (2) předpisy Federálního výboru pro komunikace (FCC), která omezují energii vysílanou malou pozemskou stanicí používající anténu menší než je určená velikost, za účelem omezení hustoty rušivé energie na satelitech na sousedních orbitálních pozicích. Použití výkonových zesilovačů malých pozemských stanic se stejným nebo nižším výkonem za účelem snížení nákladů na malé pozemské stanice dále přispívá ke snížení kapacity sítě díky výkonovým omezením.

Při použití obvyklých technik kódování je bohužel obtížné získat žádoucí velký kódovací zisk na krátkých datových blocích (které jsou typické pro některé typy přenosů malých pozemských stanic), aby se vyřešily tyto problémy s požadovanou účinností využití šířky pásma a složitostí dekodéru.

V souladu s tím je žádoucí vytvořit satelitní komunikační systém, který zvýší kapacitu sítě jsou-li použity malé pozemské stanice se zmenšenou aperturou antény tím, že sníží požadovaný poměr energie na bit ke spektrální hustotě šumu E_b / N_0 pomocí spektrálně účinných technik.

Podstata vynálezu

V souladu s předkládaným vynálezem používá satelitní komunikační síť s malými pozemskými stanicemi (VSAT) paralelně zřetězené kódování pro přenos směrem k centrální stanici a/nebo od centrální stanice. V jednom provedení jsou pro krátké datové bloky, které jsou typické pro přenosy paketů, transakce s kreditními kartami a zhuštěné hlasové komunikace, použity jako složkové kódy v takovém paralelně zřetězeném kódovacím schématu nerekurzivní systematické „tail-biting“ konvoluční kódy. Pro delší datové bloky, které jsou typické pro přenosy souborů, používá malá pozemská stanice a terminál centrální stanice sítě rekurzivní systematické konvoluční kódy.

Ve výhodném provedení jsou shora zmíněné techniky paralelního zřetězeného kódování použity společně s modulací s rozprostřeným spektrem, což vede k systému, který splňuje předpisy FCC na celkovou výkonovou spektrální hustotu přenášených signálů a zmírňuje rušení ze sousedních satelitů.

Přehled obrázků na výkresech

Podstata a výhody předkládaného vynálezu vyplynou z následujícího podrobného popisu vynálezu v souvislosti s doprovodnými výkresy, kde:

Obr.1 je zjednodušené blokové schema znázorňující komunikační systém s malými pozemskými stanicemi - dále jen VSAT, využívající paralelně zřetězené kódování v souladu s předkládaným vynálezem.

Obr.2 je zjednodušené blokové schema znázorňující terminál centrální stanice komunikačního systému VSAT používající paralelně zřetězené kódování podle předkládaného vynálezu.

Na obr.3 je zjednodušené blokové schema znázorňující programovatelný kodér výhodný pro komunikační systém VSAT podle předkládaného vynálezu.

Obr.4 je zjednodušené blokové schema znázorňující programovatelný dekodér výhodný pro komunikační systém VSAT podle předkládaného vynálezu.

Příklady provedení vynálezu

Popisovaný vynález je satelitní komunikační systém VSAT, tedy satelitní komunikační systém s malými pozemskými stanicemi, používající techniky paralelně zřetězeného kódování, zahrnující například paralelně zřetězené „tail-biting“ konvoluční kódy a paralelně zřetězené rekurzivní systematické konvoluční kódy (tzv. „turbo kódy“) a příslušné dekodéry. Zejména pro paralelně zřetězené „tail-biting“ konvoluční kódy je použit dekodér obsahující kruhové dekódování MAP, jak je popsáno v U.S.patentové přihlášce č.08/636,742 Stephana

M.Hladika a Johna B.Andersona, podané 6.dubna 1996, která je zde zahrnuta pomocí odkazu .

Paralelně zřetězené kódování je použito pro přenosy k centrální stanici (VSAT-to-hub) a/nebo směrem od centrální stanice (hub-to-VSAT) satelitní komunikační sítě. Navíc může být paralelně zřetězené kódování použito k zajištění kódování s opravou/detekcí chyb pro rovnocenné přenosy (VSAT-to-VSAT). V jednom provedení, pro krátké datové bloky, které jsou typické pro paketové přenosy, transakce s kreditními kartami a zhuštěné hlasové komunikace, jsou použity nerekurzivní systematické „tail-biting“ konvoluční kódy jako složkové kódy v paralelně zřetězeném kódovacím schématu. Pro delší datové bloky, které jsou typické pro přenos souborů, používají malé pozemské stanice a terminál centrální stanice sítě paralelně zřetězené kódování obsahující rekurzivní systematické konvoluční kódy.

V souladu s předkládaným vynálezem zajišťuje použití těchto technik paralelně zřetězeného kódování společně s modulací s rozprostřeným spektrem velmi účinné řešení, usnadňující shodu s výše uvedenými předpisy FCC o rušení sousedních satelitů snížením požadovaného účinně vyzařovaného výkonu (ERP) a výkonové spektrální hustoty vysílaného signálu. Kromě toho tato kombinace zmírňuje rušení z přilehlých satelitů.

Na obr.1 je blokové schema satelitního komunikačního systému s malými pozemskými stanicemi, dále jen VSAT, používajícího paralelně zřetězené kódování v souladu s předkládaným vynálezem. Tento systém v zásadě obsahuje určitý počet terminálů 10 VSAT, satelit 12 s komunikačním převaděčem a případně terminál 14 centrální stanice. Komunikace v síti VSAT může být buď jednocestná nebo dvoucestná a může být vedena různými cestami: (1) přímo od VSAT k VSAT (t.j. vícecestná připojitelnost) a (2) od VSAT k terminálu centrální stanice

a/nebo z terminálu centrální stanice k VSAT (t.j. připojitelnost do hvězdy).

Jak ukazuje obr.1, terminál 10 VSAT obsahuje jednotku 20 zpracování signálu vysílače, jednotku 22 zpracování signálu přijímače a anténu 24. V souladu s popisovaným vynálezem jednotka 20 zpracování signálu vysílače VSAT obsahuje: vstupní port 25 pro přijímání dat z informačního zdroje 26; kodér 28, který aplikuje paralelně zřetězený kód na bloky datových bitů přijatých z tohoto zdroje; formátovač 30 paketů pro generaci datového paketu (obsahujícího jedno nebo více kódových slov z kodéru 28), synchronizační bitovou kombinaci a řídicí signalizační bity; modulátor 32; vzestupný měnič 34 kmitočtu pro přeložení modulovaného signálu na nosný kmitočet; výkonový zesilovač 36 a spojení s anténou 24 prostřednictvím vhodného rozhraní (například přepínací nebo filtrační duplexér). Jednotka 22 zpracování signálu přijímače VSAT obsahuje: nízkosumový zesilovač 40, sestupný měnič 42 kmitočtu pro přeložení přijatého signálu z nosného kmitočtu na mezifrekvenční kmitočet, demodulátor 44 pro synchronizaci a demodulaci, formátovač 46 paketů na kódová slova, dekodér 48 vhodný pro paralelně zřetězený kód použitý vysílačem a výstupní port 49 pro přenos přijatých zpráv (například bloků datových bitů) k příjemci informace. Pro stručnost je podrobné blokové schema na obr.1 uvedeno pouze pro jednu VSAT.

Synchronizační funkce vykonávané demodulátorem 44 zahrnují synchronizaci nosné frekvence, rámcovou synchronizaci, symbolovou synchronizaci a, je-li to zapotřebí, synchronizaci fáze nosné. Symbolová synchronizace je proces odhadu nejlepšího času vzorkování (to je dobu symbolu) pro výstup demodulátoru za účelem minimalizace pravděpodobnosti symbolové rozhodovací chyby. Rámcová synchronizace je proces odhadu doby symbolu pro první symbol v přijatém datovém rámci (pro spojité přenosy) nebo paketu (pro přerušované přenosy).

Pro případ, kdy jsou VSAT přenášeny signály s rozprostřeným spektrem, modulátor VSAT znázorněný na obr.1 zahrnuje rozprostírací funkci a demodulátor VSAT obsahuje funkci odstraňující rozprostření. Technika rozprostřeného spektra zvyšuje šířku pásma signálu ve vztahu k šířce pásma modulovaného datového signálu zavedením rozprostřeného signálu tvořeného čipy (v případě rozprostřeného spektra s přímou posloupností) nebo skoky (v případě rozprostřeného spektra s kmitočtovými skoky), které jsou pseudonáhodné a nezávislé na datovém signálu. V rozprostřeném spektru s přímou posloupností je datový signál násoben signálem, který odpovídá náhodné posloupnosti čipů majících hodnoty +1 nebo -1. Doba trvání čipových pulsů je menší než symbolový interval modulovaného datového signálu; z tohoto důvodu je výsledná šířka pásma signálu větší než šířka pásma původního modulovaného signálu. V rozšířeném spektru s kmitočtovými skoky je nosný kmitočet modulovaného signálu periodicky měněn v souladu s náhodnou kombinací. Šířka pásma rozprostřeného signálu je opět větší než původního modulovaného signálu.

Odstraňování rozprostření v demodulátoru je proces odstranění rozprostření z přijatého signálu. Demodulátor koreluje přijatý signál s přesnou kopií časového průběhu rozprostíracího signálu za účelem odstranění rozprostření u signálu s rozprostřeným spektrem s přímou posloupností, zatímco v systému rozprostřeného spektra s kmitočtovými skoky se pro odstranění rozprostření skokově mění kmitočet oscilátoru v sestupném měniči kmitočtu při použití stejné kombinace, jaká je využívána ve vysílacím terminálu. Po odstranění rozprostření přijatý signál obvykle prochází filtrem za účelem potlačení širokopásmového šumu a rušivých složek v obnoveném signálu.

Blokové schema terminálu centrální stanice je uvedeno na obr.2. V souladu s popisovaným vynálezem obsahuje: vstupní porty 51 pro příjem dat z jednoho nebo více informačních zdrojů 52; výstupní porty 53 pro přenos přijatých zpráv (to je bloků datových bitů) k jednomu

nebo více příjemcům 54 zpráv; skupinu kanálových procesorů 56 vysílače; skupinu kanálových procesorů 58 přijímače; přepínač 60 pro připojování každého aktivního zdroje ke kanálovému procesoru vysílače a pro připojování každého aktivního kanálového procesoru přijímače k příslušnému příjemci zpráv nebo kanálovému procesoru vysílače; paměť 62; řídicí jednotku 64 pro řízení toku dat přes přepínač; kombinační obvod 66 pro sdružení signálů generovaných každým kanálovým procesorem vysílače do jednoho signálu; vzestupný měnič 68 kmitočtu pro přeložení sdružených signálů na nosný kmitočet; výkonový zesilovač 70 připojený k anténě přes příslušné rozhraní (to je přepínací nebo filtrační duplexér); anténu 72; nízkošumový zesilovač 74, který je připojen k anténě přes dříve zmíněné rozhraní; sestupný měnič 76 kmitočtu pro přeložení přijatého signálu z nosného kmitočtu na mezifrekvenční kmitočet (IF) a rozdělovací obvod 78 pro přivedení mezifrekvenčního signálu nebo případně filtrované verze tohoto přijatého mezifrekvenčního signálu ke skupině kanálových procesorů přijímače.

Kanálový procesor vysílače, znázorněný na obr.2, obsahuje: kodér 80, který aplikuje paralelně zřetězený kód na bloky datových bitů přijatých ze zdroje; formátovač 82 paketů pro generaci datových paketů (obsahujících jedno nebo více kódových slov z kodéru 80), synchronizační bitovou kombinaci a řídicí signalizační bity a modulátor 84. Stejně jako u VSAT, modulátory centrální stanice zahrnují rozprostírací funkci pro případ, kdy jsou touto centrální stanicí přenášeny signály s rozprostřeným spektrem. Kanálový procesor přijímače z obr.2 obsahuje demodulátor 86, převodník 88 paketů na kódová slova pro výběr vzorků z výstupu tohoto demodulátoru za účelem utvoření přijatých kódových slov, která vstupují do dekodéru pro paralelně zřetězené kódy a dekodér 90 vhodný pro paralelní zřetězený kód použitý vysílačem. Demodulátory centrální stanice zahrnují několik funkcí: synchronizaci, demodulaci a pro případ, kdy centrální stanice přijímá signály s rozprostřeným spektrem, odstranění rozprostření.

Jednou funkcí paměti centrální jednotky je dočasné uložení dat přijatých z informačních zdrojů nebo kanálových procesorů přijímače v případě, že všechny kanálové procesory vysílače nebo výstupní porty jsou obsazeny, když zpráva přijde na přepínač 60. Paměť tedy ukládá nezbytné parametry síťové konfigurace a pracovní data.

V jednom alternativním provedení předkládaného vynálezu, je použit vnější kód v sériovém zřetězení s (vnitřním) paralelním zřetězeným kódem (PCC); přiřazený vnější dekodér je rovněž spojen v sériovém zřetězení s dekodérem pro vnitřní PCC.

Kromě toho může být VSATem a zařízením centrální stanice použit pružný programovatelný systém kodéru/dekodéru pro realizaci několika variant:

1. paralelně zřetězený kód jak zde bylo popsáno;
2. vnější kód v sériovém zřetězení s vnitřním paralelně zřetězeným kódem (PCC), jak zde bylo výše popsáno;
3. sériové zřetězené kódování obsahující vnější kodér a pouze jeden složkový kodér kodéru PCC;
4. obvyklý konvoluční kód nebo blokový kód samotný (t.j.bez sériového nebo paralelního zřetězení).

Obr.3 znázorňuje blokové schema pružného programovatelného kodéru, který realizuje tyto čtyři varianty kódování. Jak je vidět, pružný programovatelný kodér obsahuje kodér 100 pro paralelně zřetězené kódy, kodér 102 pro vnější kód a pět přepínačů S1 - S5. Kodér 100 pro paralelně zřetězené kódování obsahuje N kodérů, N-1 prokládačů, a formátovač 106 kódového slova. Následující tabulka 1 sumarizuje polohy přepínačů pro různé pracovní módy kodéru.

Mód	Polohy přepínačů				
	S1	S2	S3	S4	S5
(1) PCCC	0	0	sepnutý	0	0
(2) Sériové zřetězení s vnitřním PCC	1	1	sepnutý	0	0
(3) Standardní sériové zřetězení	1	1	rozepnutý	1	1
(4) Jednoduchý kód	0	0	rozepnutý	1	1

Tabulka 1

Na obr.4 je blokové schema pružného programovatelného dekodéru, který realizuje dekodéry pro čtyři výše uvedené módy kodéru. Tento programovatelný složený dekodér obsahuje dekodér 110 pro paralelně zřetězené kódy, prahové rozhodovací zařízení 112 pro realizaci rozhodovacího pravidla, dekodér 114 pro vnější kód a šest přepínačů S1 - S6. Za předpokladu, že výstupem dekodéru 110 je pravděpodobnost, že hodnota dekódovaného bitu je rovna nule, příklad rozhodovacího pravidla je: Je-li výstup větší než $1/2$, pak se rozhodne, že dekódovaný bit je nula; je-li menší než $1/2$, pak se přiřadí hodnota jedna; je-li roven $1/2$, pak je hodnota stanovena libovolně.

Dekodér 110 pro paralelně zřetězené kódy dále obsahuje převodník 116 složeného kódového slova na složkové kódové slovo, N složkových dekodérů, N-1 prokládačů a dva shodné odstraňovače prokládání 118. Každý odstraňovač prokládání má funkci přeorganizování, která vrací posloupnost datových elementů, které byly permutovány N-1 překladači spojenými do série do jejich původního pořadí. Tabulka 2, která následuje, sumarizuje polohy přepínačů pro různé pracovní módy dekodéru. (X označuje v tabulce podmínku „bez vlivu“, to je, přepínač může být v jedné i druhé pozici).

Mód	Polohy přepínače					
	S1	S2	S3	S4	S5	S6
(1) PCCC	0	0	sepnutý	0	0	X
(2) Sériové zřetězení s vnitřním PCC	0	0	sepnutý	0	0	0 pro dekódování s jednobitovým rozhodováním 1 pro dekódování s vícebitovým roz- rozhodováním
(3) Standartní sériové zřetězení	1	1	rozeprnutý	1	1	0 pro dekódování s jednobitovým rozhodováním 1 pro dekódování s vícebitovým roz- hodováním
(4) Jednoduchý kód	1	1	rozeprnutý	1	1	X

Tabulka 2

VSATy používají různé kódy (např. PCCC, „tail-biting“ PCCC, rekurzivní systematické konvoluční, nerekurzivní systematické konvoluční, blokové kódy) v různých kombinacích (např. módy 1, 2, 3 a

4) v závislosti na komunikační aplikaci a požadovaných rychlostech přenosu.

Jsou-li použity konvoluční kódy v některém z výše popsaných módů, programovatelný kodér z obr.3 může rovněž zahrnovat vypouštění bitů (puncturing) prostřednictvím známého vzorce za účelem zvýšení rychlosti výsledného kódu a programovatelný dekodér z obr.4 může zahrnovat sdruženou funkci navracení bitů (depuncturing). Jsou-li použity konvoluční kódy s vypouštěním bitů jako složkové kódy v paralelně zřetězeném kódování, formátovač kódového slova z obr.3 vypustí kódové bity ze složkového kódového slova v souladu s žádoucím vzorcem pro vypouštění bitů. V tomto případě vkládá převodník složeného kódového slova dekodéru PCC na složkové slovo neutrální hodnoty pro vypuštěné bity do složkových kódových slov, které vede na složkové dekodéry. V módu 3 nebo módu 4 jsou přepínače kodéru S4 a S5 a přepínače dekodéru S1 a S2 nastaveny do pozice 0. Obr.3 a 4 proto ukazují jednotku 140 pro vypouštění bitů a jednotku 142 pro navracení bitů v přidružení, za účelem realizace těchto funkcí vypouštění a navracení bitů, když je v módu 3 nebo 4 použit konvoluční kód s vypouštěním bitů.

Ve výhodném provedení vynálezu jsou konvoluční kódy použity jako složkové kódy ve vnitřním paralelně zřetězeném kódu a blokový kód (t.j. Reed-Solomonův kód nebo kód BCH) je použit jako vnější kód v sériovém zřetězení.

Ve výhodném provedení vynálezu, ve kterém jsou přenášeny VSATy signály s rozprostřeným spektrem, je použit protokol přímého kanálového přístupu jako je ALOHA současně s vícenásobným přístupem s kódovým dělením. Přijímač centrální stanice užívá množství demodulátorů pro každý rozprostírací kód, aby přijal časově se překrývající signály, které užívají časově zpožděné verze stejné rozprostírací posloupnosti. Každý demodulátor pro danou rozprostírací

posloupnost demoduluje signál za použití různého časového posuvu této rozprostírací posloupnosti.

Ve výhodném provedení jsou rovněž jedna nebo více rozprostíracích posloupností vyhrazeny pro použití VSATy po specifikovanou dobu trvání na základě určení, za účelem zabezpečení kanálů s vyšší kvalitou s větší propustností. Žádosti o rezervaci z VSATů a určení jsou zpracovány řídicí jednotkou sítě, která je spojena s terminálem centrální stanice.

Ve výhodném provedení, které používá signály s rozprostřeným spektrem a výše popsany programovatelný kodér a dekodér, spojuje systém danou rozprostírací posloupnost s konkrétním samoopravným kódem za účelem umožnění současného použití různých samopravných kódů různými signály. Protože je rozprostírací posloupnost každého detekovaného signálu identifikována odpovídajícím demodulátorem, může přijímač vhodně konfigurovat programovatelný dekodér pro každý detekovaný signál. Tento pracovní mód sítě je vhodný pro současnou podporu několika aplikací majících rozdílné požadavky na samoopravné kódování, aniž by byla zapotřebí přídavná řídicí signalizace.

Kruhový dekodér MAP vhodný jako složkový dekodér na obr.4 je popsán v současně podané US patentové přihlášce č.08/636,742. Tento kruhový dekodér MAP může předávat jak odhad kódovaného datového bloku, tak informace o spolehlivosti příjemci dat, například signálovému procesoru pro syntézu řeči pro použití při zakrytí přenosových chyb nebo procesoru protokolu pro paketová data jako míru pravděpodobnosti chyby bloku pro použití v rozhodnutích o žádosti o opakování. Jak je popsáno ve společně podané přihlášce vynálezu č.08/636,732 Stephena M.Hladika a Johna B. Andersona, podané 19.dubna 1996, která je zde zahrnuta jako odkaz, kruhový dekodér MAP je vhodný pro dekódování „tail-biting“ konvolučních kódů, zejména když jsou použity jako složkové kódy v paralelním zřetěženém kódování.

Kruhový dekodér MAP pro samoopravné mřížkové kódy (trellis), které používají „tail-biting“ v souladu s US patentovou přihláškou č.08/636,742, vytváří výstupy pro vícebitové rozhodování. Tento kruhový dekodér MAP poskytuje odhad pravděpodobností stavů v prvním stupni mřížky, kteréžto pravděpodobnosti nahrazují apriorní znalost počátečního stavu v obvyklém dekodéru MAP. Kruhový dekodér MAP zajišťuje rozdělení pravděpodobnosti počátečního stavu jedním ze dvou způsobů. První zahrnuje řešení problému vlastní hodnoty pro kterou je výsledný vlastní vektor rozdělením pravděpodobnosti požadovaného počátečního stavu; se znalostí počátečního stavu provede kruhový dekodér MAP zbytek dekódování v souladu s obvyklým algoritmem dekódování MAP. Druhý způsob je založen na rekurzi, pro kterou iterace konvergují k rozdělení počátečního stavu. Po dostatečném počtu iterací je stav na kruhové posloupnosti stavů znám s vysokou pravděpodobností a kruhový dekodér MAP provede zbytek dekódování v souladu s obvyklým algoritmem dekódování MAP, který je uveden v článku „Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Rate“, autorů Bahl, Cocke, Jelinek a Raviv, IEEE Transactions on Information Theory, str.284-287, březen 1974.

Cílem obvyklého algoritmu dekódování MAP je nalézt podmíněné pravděpodobnosti:

$$P \{ \text{stav } m \text{ v čase } t / \text{výstupy přijímacího kanálu } y_1, \dots, y_L \}$$

Člen L v tomto výrazu představuje délku datového bloku v jednotkách počtu symbolů kodéru. (Kodér pro (n,k) kód generuje z k -bitových vstupních symbolů n -bitové výstupní symboly.). Člen y_t je kanálový výstup (symbol) v čase t .

Algoritmus dekódování MAP ve skutečnosti nejprve nalezne pravděpodobnosti:

$$\lambda_t(m) = P \{ S_t = m; Y_t^L \}; \quad (1)$$

což je současná pravděpodobnost toho, že stav kodéru S_t v čase t je m a je přijat soubor kanálových výstupů $Y_t^L = \{y_1, \dots, y_L\}$. Toto jsou požadované pravděpodobnosti násobené konstantou ($P\{Y_t^L\}$, což je pravděpodobnost přijetí souboru kanálových výstupů $\{y_1, \dots, y_L\}$).

Nyní definujme prvky matice Γ_t

$$\Gamma_t(i, j) = P \{ \text{stav } j \text{ v čase } t; y_t / \text{stav } i \text{ v čase } t-1 \}$$

Matice Γ_t je vypočtena jako funkce pravděpodobnosti přechodu kanálu $R(Y_t, X)$, pravděpodobnosti $p_t(m/m')$ se kterou dekodér provádí přechod ze stavu m' do m v čase t a pravděpodobnosti $q_t(X/m', m)$, že symbol výstupu kodéru je X , za předpokladu, že předchozí stav kodéru je m' a současný stav kodéru je m . Každý prvek matice Γ_t je vypočítán součtem všech možných výstupů X kodéru následujícím způsobem:

$$\gamma_t(m', m) = \sum_X p_t(m/m') q_t(X/m', m) R(Y_t, X). \quad (2)$$

Dekodér MAP vypočítá délku L datového bloku těchto matic, jednu pro každý stupeň mřížky. Ty jsou vytvořeny z přijatých symbolů kanálového výstupu a charakteru větví mřížky pro daný kód.

Dále se definuje M prvků současné pravděpodobnosti řádkového vektoru α_t vztahem

$$\alpha_t(j) = P \{ \text{stav } j \text{ v čase } t; y_1, \dots, y_t \} \quad (3)$$

a M prvků podmíněné pravděpodobnosti sloupcového vektoru β_t vztahem

$$\beta_t(j) = P \{ y_{t+1}, \dots, y_L / \text{stav } j \text{ v čase } t \} \quad (4)$$

pro $j = 0, 1, \dots, (M-1)$, kde M je počet stavů kodéru. (Je nutné poznamenat, že matice a vektory jsou zde označovány tučně).

Kroky dekódovacího algoritmu MAP jsou následující:

(i) výpočet $\alpha_1, \dots, \alpha_L$ dopřednou rekurzí:

$$\alpha_t = \alpha_{t-1} \Gamma_t, \quad t = 1, \dots, L \quad (5)$$

(ii) výpočet $\beta_1, \dots, \beta_{L-1}$ zpětnou rekurzí:

$$\beta_t = \Gamma_{t+1} \beta_{t+1}, \quad t = L-1, \dots, 1 \quad (6)$$

(iii) výpočet prvků λ_t pomocí vztahu:

$$\lambda_t(i) = \alpha_t(i) \beta_t(i), \quad \text{všechna } i, t = 1, \dots, L. \quad (7)$$

(iv) nalezení souvisejících veličin podle potřeby. Například, necht' $\mathbf{A}_t^j$ je soubor stavů $S_t = \{S_t^1, S_t^2, \dots, S_t^{k_m}\}$, takových, že j -tý element S_t , S_t^j , je roven nule. Pro obvyklý nerekurzivní mřížkový kód je $S_t^j = d_t^j$ j -tý datový bit v čase t .

Výstup dekodéru s vícebitovým rozhodováním je tedy

$$P\{d_t^j = 0 / Y_t^L\} = \frac{1}{P\{Y_t^L\}} \sum_{S_t \in \mathbf{A}_t^j} \lambda_t(m)$$

$$\text{kde } P\{Y_t^L\} = \sum_m \lambda_L(m) \quad \text{a}$$

m je index, který odpovídá stavu S_t .

Jednabitové rozhodnutí dekodéru neboli výstup dekódovaného bitu se získá použitím $P\{d_t^j = 0/Y_t^L\}$ na následující rozhodovací pravidlo:

$$P\{d_t^j = 0/Y_t^L\} \begin{matrix} \hat{d}_t^j = 0 \\ > \frac{1}{2} \\ < \frac{1}{2} \\ \hat{d}_t^j = 1 \end{matrix}$$

To znamená, že je-li $P\{d_t^j = 0/Y_t^L\} > 1/2$, pak $\hat{d}_t^j = 0$; je-li $P\{d_t^j = 0/Y_t^L\} < 1/2$, pak $\hat{d}_t^j = 1$; čili, d_t^j se volitelně přiřadí hodnota 0 nebo 1.

Jako jiný příklad související veličiny pro krok (iv), obsahuje matice pravděpodobností σ_t dále definované prvky:

$$\sigma_t(i,j) = P\{S_{t-1} = i; S_t = j; Y_t^L\} = \alpha_{t-1}(i) \gamma_t(i,j) \beta_t(j)$$

Tyto pravděpodobnosti jsou užitečné, když je žádoucí určit *a posteriori* pravděpodobnost výstupních bitů kodéru. Tyto pravděpodobnosti jsou rovněž užitečné při dekódování rekursivních konvolučních kódů.

Při standartním použití dekódovacího algoritmu MAP je dopředná rekurze inicializována vektorem $\alpha_0 = (1, 0, \dots, 0)$, a zpětná rekurze je inicializována vektorem $\beta_L = (1, 0, \dots, 0)^T$. Tyto počáteční podmínky jsou založeny na předpokladech, že počáteční stav kodéru $S_0 = 0$ a jeho konečný stav $S_L = 0$.

Jedno provedení kruhového dekodéru MAP určuje rozložení pravděpodobnosti počátečního stavu řešením problému vlastní hodnoty jak je dále uvedeno. Necht' α_t , β_t , Γ_t a λ_t jsou jako dříve, ale počáteční α_0 , β_L budou určeny následujícím způsobem:

sloupcový vektor β_L se nastaví na $(111 \dots 1)^T$.

Nechť α_0 je neznámá proměnná (vektor).

Pak

(i) se vypočte Γ_t pro $t = 1, 2, \dots, L$ podle rovnice (2).

(ii) nalezne se největší vlastní hodnota maticového součinu $\Gamma_1 \Gamma_2 \dots \Gamma_L$. Normalizuje se odpovídající vlastní vektor tak, že jeho prvky se sečtou do jednotky. Tento vektor je řešením pro α_0 . Vlastní hodnota je $P\{Y^L_{ij}\}$.

(iii) vytvoří se následné α_t dopřednou rekurzí uvedenou v rovnici (5).

(iv) Počínaje od β_L , inicializovaného jak bylo uvedeno výše, se vytvoří β_t pomocí zpětné rekurze uvedené v rovnici (6).

(v) vytvoří se λ_t jako v rovnici (7), jakož i ostatní požadované proměnné, jako například výstup s vícebitovým rozhodováním $P\{d^j_t = 0/Y^L_{ij}\}$ nebo matice pravděpodobností σ_t , popsaná výše.

Neznámá proměnná α_0 vyhovuje rovnici matice

$$\alpha_0 = \frac{\alpha_0 \Gamma_1 \Gamma_2 \dots \Gamma_L}{P\{Y^L_{ij}\}}$$

Na základě skutečnosti, že tento vzorec vyjadřuje vztah mezi pravděpodobnostmi, má součin matic Γ_t na pravé straně největší vlastní hodnotu rovnou $P\{Y^L_{ij}\}$ a tak odpovídající vlastní vektor musí být vektorem pravděpodobností.

Rovnice (6) udává β_{L-1} s počátečním $\beta_L = (111 \dots 1)^T$. Takto, opakovaným použitím této zpětné rekurze se získají všechny β_t . Jakmile je α_0 známý a β_L je nastavený, všechny výpočty v kruhovém dekodéru MAP následují podle obvyklého dekodovacího algoritmu MAP.

Alternativní provedení kruhového dekodéru MAP určuje rozdělení pravděpodobnosti stavů rekurzivní metodou. Zejména v jednom provedení (metoda dynamické konvergence), rekurze pokračuje dokud není detekována konvergence dekodéru. V této rekurzivní metodě (nebo metodě dynamické konvergence), jsou kroky (ii) a (iii) metody vlastního vektoru popsané výše nahrazeny následujícím způsobem:

(ii.a) Počínaje počátečním $\alpha_0 = (1/M, \dots, 1/M)$, kde M je počet stupňů v mřížce, se počítají L krát dopředné rekurze. Výsledek se normalizuje tak, že prvky každého nového α_t se sečtou do jednotky. Všechny L vektorů α_t se zapamatuje.

(ii.b) Necht' α_0 je rovno α_L z předchozího kroku a počínaje od $t = 1$ se počítá znovu první $L_{w_{min}}$ pravděpodobnostních vektorů α_t .

To znamená, že se vypočte $\alpha_t(m) = \sum_{i=0}^{M-1} \alpha_{t-1} \gamma_t(i, m)$ pro $m = 0, 1, \dots, M-1$

a $t = 1, 2, \dots, L_{w_{min}}$ kde $L_{w_{min}}$ je vhodný minimální počet stupňů v mřížce. Normalizuje se jako dříve. Zapamatuje se pouze nejposlednější soubor L vektorů α nalezený rekurzí v krocích (ii.a) a (ii.b) a $\alpha_{L_{w_{min}}}$ nalezený předtím v kroku (ii.a).

(ii.c) Porovná se $\alpha_{L_{w_{min}}}$ z kroku (ii.b) s předtím nalezeným souborem z kroku (ii.a).

Je-li M odpovídajících prvků nového a starého vektoru α_L w_{min} v tolerančním rozmezí, pokračuje se do kroku (iv) uvedeného výše. Jinak se pokračuje krokem (ii.d).

(ii.d) Položí se $t = t + 1$ a vypočte se $\alpha_t = \alpha_{t-1} \Gamma_t$. Normalizuje se jako před tím. Zapamatuje se pouze nejposlednější vypočtený soubor L vektorů α a α_t nalezených předtím v kroku (ii.a).

(ii.e) Porovnají se nové vektory α_t s předtím nalezeným souborem. Je-li M nových a starých vektorů α_t v tolerančním rozmezí, pokračuje se krokem (iv). Jinak se pokračuje krokem (ii.d) jestliže dva nejposlednější vektory nespádají do tolerančního pásma a jestliže počet rekurzí nepřekračuje určené maximum (obvykle $2L$); jinak se přejde do kroku (iv).

Tento způsob pak pokračuje kroky (iv) a (v) uvedenými zde u metody vlastního vektoru, za účelem vytvoření výstupů vícebitového rozhodování a dekódovaných výstupních bitů kruhového dekodéru MAP.

V jiném alternativním provedení kruhového dekodéru MAP, popsáném v US patentové přihlášce č.08/636,742, je rekurzivní metoda modifikována tak, že dekodér potřebuje podruhé pouze zpracovat předem určený, pevný počet stupňů mřížky, to je, předem určenou hloubku vnoření. To je výhodné pro realizační účely, neboť počet výpočtů požadovaných pro dekódování je stejný pro každý kódovaný zprávový blok. V důsledku toho se sníží složitost hardware a software.

Jeden způsob jak odhadnout požadovanou hloubku vnoření pro MAP dekódování „tail-biting“ konvolučního kódu je, určit ji hardwarovým nebo softwarovým experimentováním, což vyžaduje, aby byl realizován kruhový dekodér MAP s variabilní délkou vnoření a aby byly provedeny experimenty za účelem změření dekódované bitové chybovosti versus E_b/N_0 pro postupně zvyšované hloubky vnoření.

Minimální hloubka vnoření dekodéru, která zajišťuje minimální pravděpodobnost dekódované bitové chyby pro určený poměr E_b/N_0 je nalezena, když další zvyšování v hloubce vnoření nesnižuje pravděpodobnost chyby.

Je-li přijatelná dekódovaná bitová chybovost, která je větší než minimum dosažitelné při určitém poměru E_b/N_0 , lze snížit požadovaný počet stupňů mřížky zpracovávaných kruhovým dekodérem MAP. Výše popsané hledání hloubky vnoření může být jednoduše ukončeno, je-li získána požadovaná průměrná pravděpodobnost bitové chyby.

Jiný způsob určení hloubky vnoření pro daný kód je použití vlastností vzdálenosti kódu. K tomu je třeba definovat dvě rozdílné rozhodovací hloubky dekodéru. Jak je zde použito, výraz „správná cesta“ se vztahuje k posloupnosti stavů nebo cestě mřížkou, která vyplývá z kódování bloku datových bitů. Výraz „nesprávná podmnožina uzlu“ se vztahuje k souboru všech nesprávných větví mřížky mimo uzlu správné cesty a jejich následníků. Obě rozhodovací hloubky definované níže závisejí na konvolučním kodéru.

Rozhodovací hloubky jsou definovány následným způsobem:

(i) Definuje se dopředná rozhodovací hloubka pro opravu e chyb, $LF(e)$, jako první hloubka v mřížce, při které všechny cesty v nesprávné podmnožině počátečního uzlu správné cesty, ať se později spojí se správnou cestou nebo ne, leží od správné cesty dále než je Hammingova vzdálenost $2e$. Význam $LF(e)$ je takový, že je-li od počátečního uzlu e nebo méně chyb a je známo, že zde začalo kódování, pak dekodér musí dekódovat správně. Formální tabelace dopředných rozhodovacích hloubek pro konvoluční kódy byla uvedena J.B.Andersonem a K.Balachadranem v „Decision Depths of Convolutional Codes“, *IEEE Transaction on Information Theory*, svazek IT-35, strany 455-59, březen 1989. V tomto odkaze, a rovněž tak v *Source and Channel Coding - An Algorithmic Approach*, autorů

J.B.Andersona a S.Mohana, Kluwer Academic Publishers, Norwell, MA, 1991, je uvedeno množství vlastností $LF(e)$. Hlavní mezi těmito vlastnostmi je, že existuje jednoduchý lineární vztah mezi LF a e ; například pro kódy s rychlostí $1/2$ je LF zhruba $9.08e$.

(ii) dále se definuje nesloučená rozhodovací hloubka pro opravu e chyb, $LI(e)$, jako první hloubka v mřížce, při které všechny cesty v mřížce, které se nikdy nedotknou správné cesty, leží dále než Hammingova vzdálenost $2e$ od správné cesty.

Význam $LU(e)$ pro kruhové dekódování MAP s vícebitovým rozhodováním je, že pravděpodobnost identifikace stavu na právě přenášené cestě je vysoká poté, co dekodér zpracuje $LU(e)$ stupňů mřížky. Z toho důvodu je minimální hloubka vnoření pro kruhové dekódování MAP $LU(e)$. Výpočty hloubky $LU(e)$ ukazují, že je vždy větší než $LF(e)$, ale že se řídí tímtež aproximačním pravidlem. To znamená, že minimální hloubka vnoření může být odhadnuta jako dopředná rozhodovací hloubka $LF(e)$, jestliže není známa nesloučená rozhodovací hloubka kódu.

Nalezením minima nesloučené rozhodovací hloubky pro daný kodér se nalezne nejmenší počet stupňů mřížky, který musí být zpracován vhodným kruhovým dekodérem, který generuje výstupy vícebitového rozhodování. Algoritmus pro nalezení dopředné rozhodovací hloubky $LF(e)$, byl uveden J.B.Andersonem a K.Balachandranem v „Decision Depths of Convolutional Codes“, citovaném výše. Pro nalezení $LU(e)$:

(i) se rozšíří kódová mřížka zleva doprava, počínaje současně od všech uzlů mřížky, kromě nulového stavu.

(ii) Na každé úrovni se vymažou jakékoli cesty, které se spojují se správnou cestou; nerozšiřují se žádné cesty mimo správný (nulový) stavový uzel.

(iii) Na úrovni k se nalezne nejmenší Hammingova vzdálenost neboli váha mezi cestami končícími v uzlech na této úrovni.

(iv) Skončí se, jestliže tato nejmenší vzdálenost překročí $2e$. Pak $LU(e) = k$.

Jak je popsáno v US patentové přihlášce č.08/636,742, experimentování pomocí počítačové simulace vedlo ke dvěma neočekávaným výsledkům:

(1) vnořené zpracování β_t zlepšuje výkon dekodéru;

(2) použití hloubky vnoření $LU(e) + LF(e) \approx 2 LF(e)$ zlepšuje významně výkon. Proto výhodné provedení algoritmu kruhového dekodéru MAP, založené na rekurzi, obsahuje následující kroky:

(i) vypočítá se Γ_t pro $t = 1, 2, \dots, L$ podle rovnice (2).

(ii) počínaje počátečním vektorem α_0 rovno $(1/M, \dots, 1/M)$, kde M je počet stavů v mřížce, se vypočítá dopředná rekurze rovnice (5) $(L + L_w)$ krát pro $u = 1, 2, \dots, (L + L_w)$, kde L_w je hloubka vnoření dekodéru. Index t úrovně mřížky nabývá hodnot $((u-1) \bmod L) + 1$. Když dekodér zpracovává přijatou posloupnost symbolů z kanálu, α_L je považován za α_0 . Výsledek se normalizuje tak, že se prvky každého α_t sečtou do jednotky. Zapamatuje se L nejposlednějších α vektorů, nalezených prostřednictvím této rekurze.

(iii) Počínaje počátečním vektorem β_L rovným $(1, \dots, 1)^T$, se vypočítává zpětná rekurze rovnice (6) $(L + L_w)$ krát pro $u = 1, 2, \dots, (L + L_w)$. Index t úrovně mřížky nabývá hodnot $L - (u \bmod L)$. Když dekodér zpracovává přijatou posloupnost, je β_t použit jako β_{L+1} a Γ_t je použita jako Γ_{L+1} když se počítá nová hodnota β_L . Tento výsledek se normalizuje tak, že prvky každého nového β_t se sečtou do jednotky.



Opět se zapamatuje L nejposlednějších vektorů β nalezených prostřednictvím této rekurze.

Další krok této rekurzní metody je stejný jako krok (v) uvedený výše u metody vlastního vektoru, za účelem vytvoření výstupů s vícenásobným rozhodováním a dekódovaných bitových výstupů pomocí kruhového dekodéru MAP.

Zatímco zde byla ukázána a popsána výhodná provedení předkládaného vynálezu, je zřejmé, že se jedná pouze o příklady. V této oblasti může vzniknout velký počet variant, změn a substitucí, aniž by přesahovaly rámec tohoto vynálezu. V souladu s tím se očekává, že tento vynález je vymezen myšlenkou a rozsahem přiložených nároků.

PATENTOVÉ NÁROKY

1. Komunikační systém s malými pozemskými stanicemi (VSAT) pro komunikaci prostřednictvím satelitu v y z n a č u j í c í s e t í m, že obsahuje:

množinu terminálů VSAT, z nichž každý obsahuje:

paralelně zřetězený kodér obsahující množinu složkových kodérů spojených v paralelním zřetězení, kde tento paralelně zřetězený kodér aplikuje paralelně zřetězený kód na blok datových bitů přijatých ze zdroje a tím generuje složková kódová slova, kde tento paralelně zřetězený kodér obsahuje formátovač kódového slova pro formátování bitů složkových kódových slov za účelem vytvoření složeného kódového slova;

formátovač paketů pro shromažďování datových paketů za účelem přenosu, kde každý datový paket obsahuje bity z alespoň jednoho složeného kódového slova;

modulátor pro přijímání těchto datových paketů a tím zabezpečení modulovaných signálů;

vzestupný měnič kmitočtu pro přeložení modulovaných signálů na nosný kmitočet;

rozhraní pro připojení každého jednotlivého terminálu VSAT k anténě za účelem vysílání modulovaných signálů k satelitu a příjem modulovaných signálů z tohoto satelitu;

sestupný měnič kmitočtu pro přeložení každého přijatého signálu z nosného kmitočtu na mezifrekvenční kmitočet;

demodulátor pro zasynchronizování a demodulaci přijatých signálů;

formátovač paket/kódové slovo pro vytváření přijatých složených kódových slov z demodulovaných signálů; a

složený dekodér skládající se z množiny složkových dekodérů pro dekódování přijatých složených kódových slov.

2. Komunikační systém podle nároku 1 v y z n a č u j í c í s e t í m, že složkové kodéry jsou tvořeny paralelně zřetězeným kóděrem aplikujícím konvoluční kódy na blok datových bitů.

3. Komunikační systém podle nároku 2 v y z n a č u j í c í s e t í m, že paralelně zřetězený konvoluční kód je tvořen rekurzivními systematickými kódy.

4. Komunikační systém podle nároku 2 v y z n a č u j í c í s e t í m, že paralelně zřetězený kód je tvořen „tail-biting“ nerekurzivními systematickými kódy.

5. Komunikační systém podle nároku 4 v y z n a č u j í c í s e t í m, že složkové dekodéry jsou tvořeny kruhovými dekodéry MAP.

6. Komunikační systém podle nároku 1 v y z n a č u j í c í s e t í m, že modulátor je tvořen modulátorem s rozprostřeným spektrem a demodulátor je tvořen demodulátorem odstraňujícím rozprostření spektra.

7. Komunikační systém podle nároku 1
v y z n a č u j í c í s e t í m, že:

paralelně zřetězený kód je tvořen vnitřním paralelně zřetězeným kódem spojeným v sériovém zřetězení s vnějším kódem a

dekodér je tvořen vnitřním dekodérem přidruženým k tomuto vnitřnímu paralelně zřetězenému kódu a dále je tvořen vnějším dekodérem přidruženým k vnějšímu sériově zřetězenému kódu.

8. Komunikační systém podle nároku 1
v y z n a č u j í c í s e t í m, že kodér a dekodér jsou tvořeny programovatelným systémem kodér/dekodér, obsahujícím množinu kódovacích voleb, vybíraných přepínači.

9. Komunikační systém podle nároku 8
v y z n a č u j í c í s e t í m, že obsahuje čtyři volby kódování/dekódování:

(1) paralelně zřetězené kódování;

(2) vnější kód v sériovém zřetězení s vnitřním paralelně zřetězeným kódem;

(3) sériově zřetězené kódování tvořené vnějším kodérem a vnitřním kodérem jedné složky a

(4) jediný kód, takže je použit jen jeden kodér.

10. Komunikační systém podle nároku 8
v y z n a č u j í c í s e t í m, že obsahuje dále alespoň jeden terminál centrální stanice;

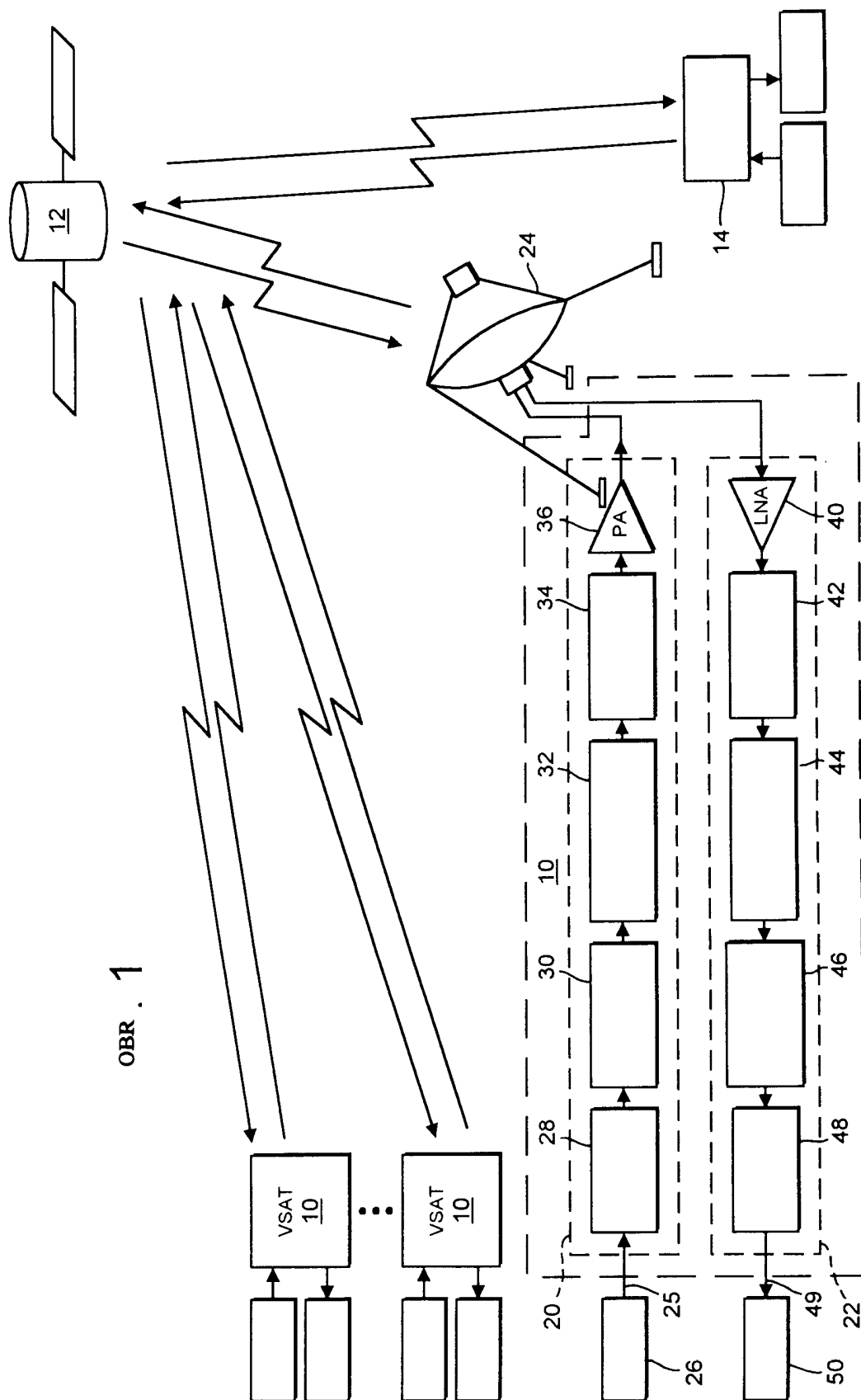
modulátor každého terminálu VSAT je tvořen modulátorem s rozprostřeným spektrem pro aplikování jedné z množiny rozprostíracích posloupností na každý datový paket, který má být přenášen, kde tyto rozprostírací posloupnosti jsou seskupeny do souborů, kde každý soubor obsahuje alespoň jednu rozprostírací posloupnost a kde každý soubor rozprostíracích posloupností je sdružen s jednou z kódovacích voleb;

terminál centrální stanice obsahuje alespoň jeden demodulátor s odstraňováním rozprostření pro každou rozprostírací posloupnost a množinu dekodérů, kde tento terminál centrální stanice demoduluje a dekóduje signály přijaté ze satelitu, které jsou přenášeny v časově se překrývajících intervalech a kde každý tento signál používá jedno z voleb kódování a jednu rozprostírací posloupnost sdruženou s touto volbou, přičemž dekodéry jsou konfigurovány pro každý přijatý signál na základě rozprostírací posloupnosti určené demodulátorem s odstraňováním rozprostření.

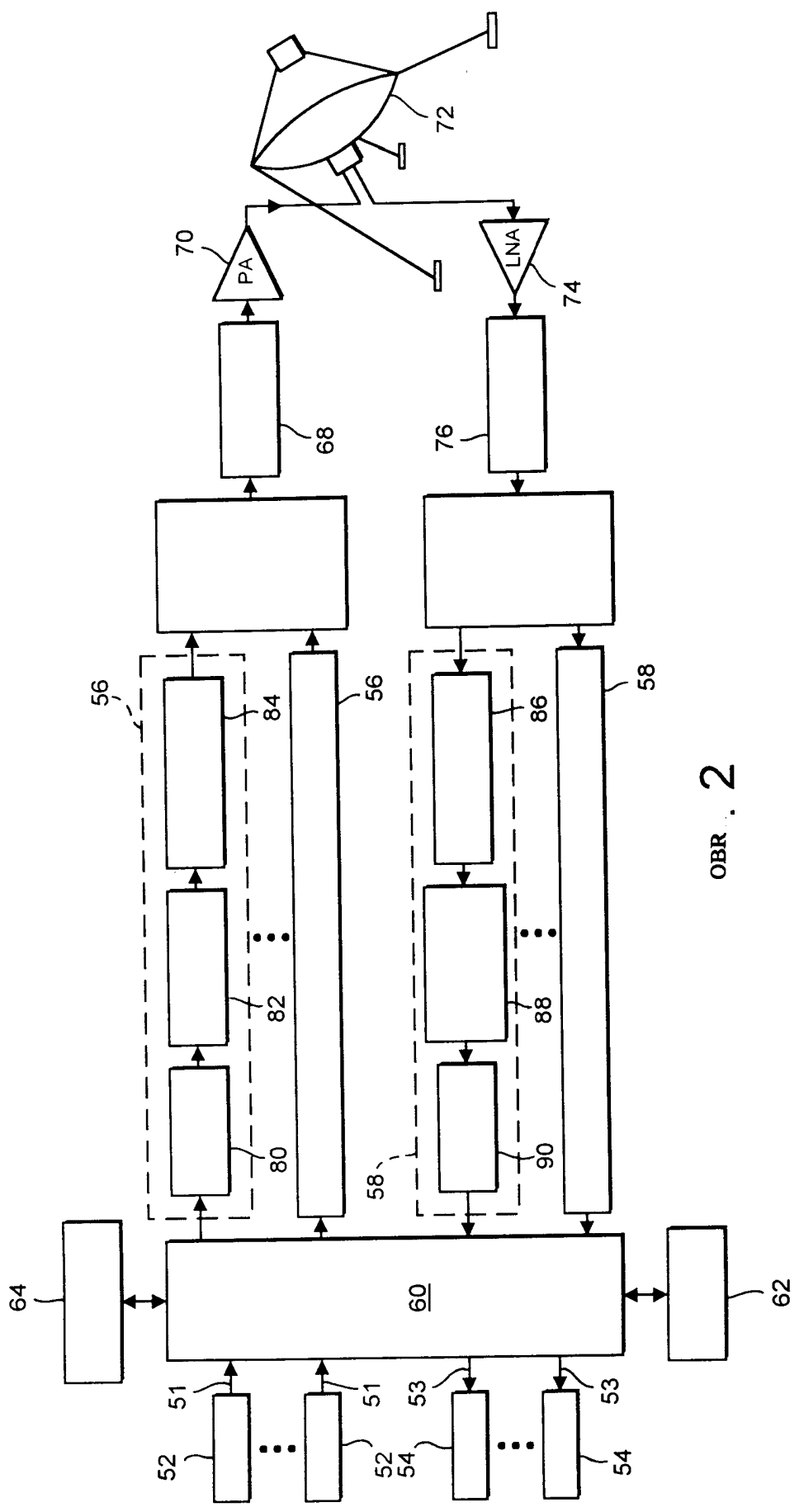
11. Komunikační systém podle nároku 1 v y z n a č u j í c í s e t í m, že dále obsahuje alespoň jeden terminál centrální stanice pro zajištění připojení do hvězdy.

12. Komunikační systém podle nároku 1 v y z n a č u j í c í s e t í m, že paralelně zřetězený kodér dále obsahuje funkci vypouštění bitů pro vymazávání kódových bitů ze složkových kódových slov v souladu s předem určeným vzorcem pro vypouštění bitů a složený dekodér obsahuje funkci navracení bitů pro vkládání neutrálních hodnot na místo vypuštěných bitů ve složkových kódových slovech.

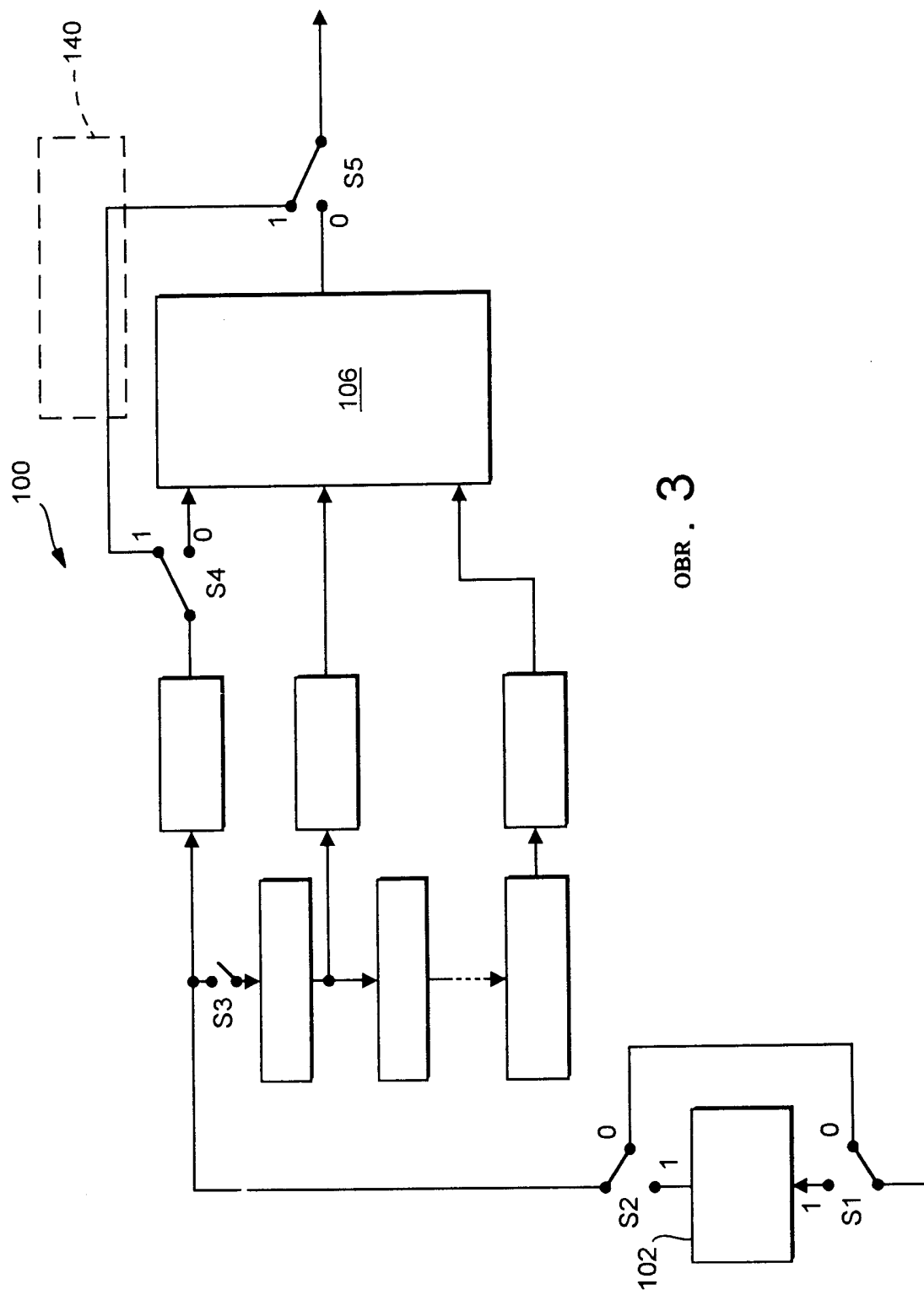
22.10.97



22.10.97

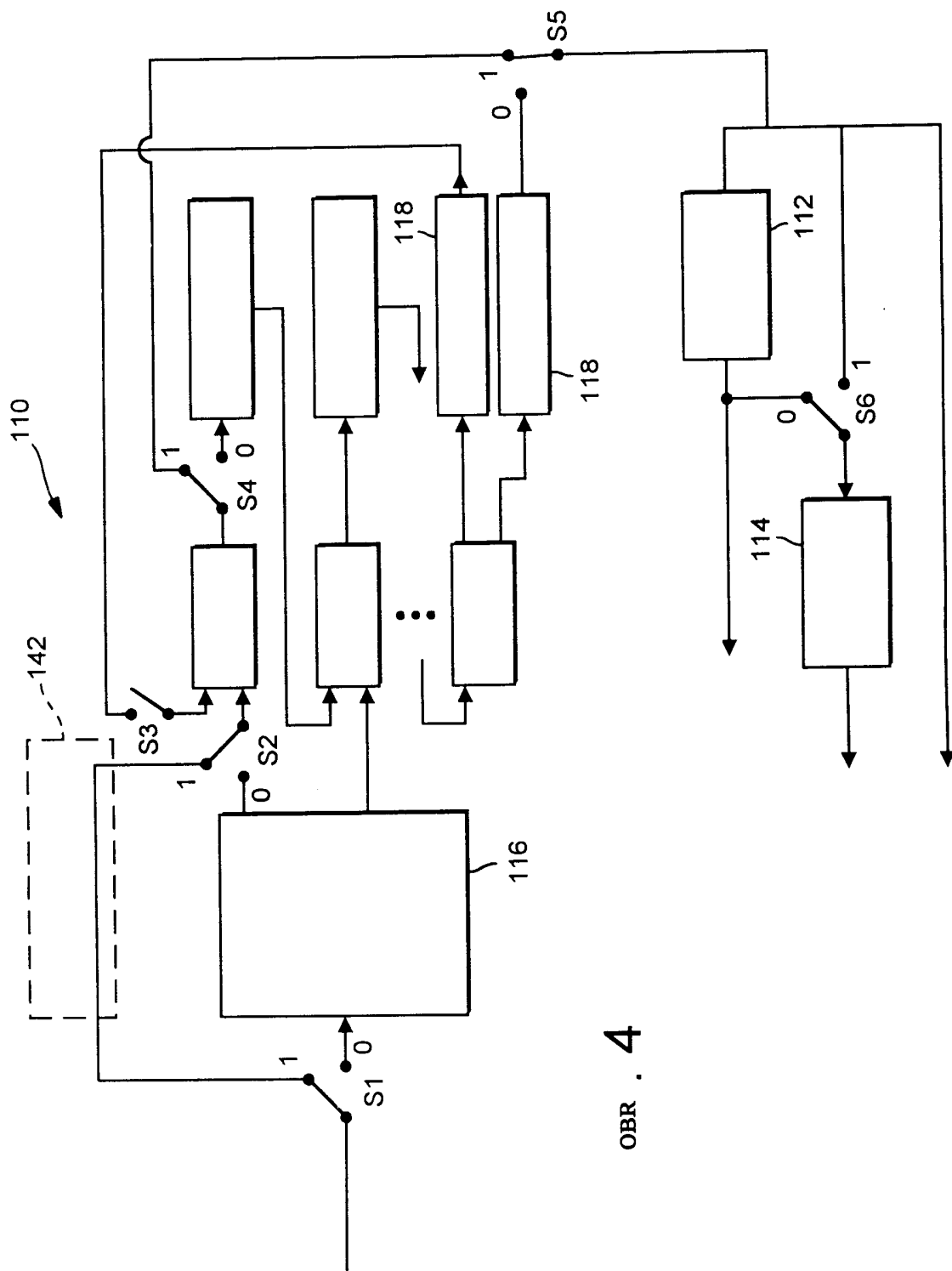


22.10.97



OBR. 3

22.10.97



OBR . 4