



MINISTERO DELLO SVILUPPO ECONOMICO  
DIREZIONE GENERALE PER LA TUTELA DELLA PROPRIETA' INDUSTRIALE  
UFFICIO ITALIANO BREVETTI E MARCHI

# UIBM

<b>DOMANDA NUMERO</b>	<b>101997900622805</b>
<b>Data Deposito</b>	<b>15/09/1997</b>
<b>Data Pubblicazione</b>	<b>15/03/1999</b>

Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	04	B		

Titolo

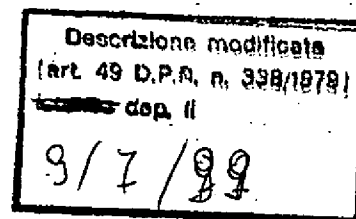
**RADIORICEVITORE DIGITALE A LARGA BANDA PER SEGNALE MULTIPORTANTE**


 Piero Giustini

Italtel spa, Piazzale Zavattari n. 12, 20149 MILANO.

DESCRIZIONE

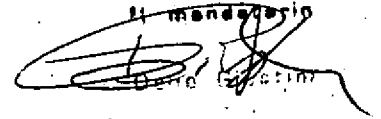
CAMPO DI APPLICAZIONE



La presente invenzione si riferisce al campo della tecnica che riguarda i sistemi di telecomunicazioni professionali, e più precisamente ad un radiorecettore digitale a larga banda per segnali multiportante.

L'utilizzo dello spettro a radiofrequenza nelle telecomunicazione è disciplinato da norme internazionali che assegnano specifiche bande di frequenze a determinati servizi, pubblici o privati. All'interno di queste bande i servizi sono in genere organizzati in modo da sfruttare al meglio l'occupazione di banda, ad esempio, suddividendo la stessa in una pluralità di canali contigui. Numerosi sono gli esempi in merito. Un primo di essi è costituito dai ponti radio telefonici, ove migliaia di canali telefonici vengono multiplati tra loro, in frequenza o nel tempo in modo da risultare contigui entro una banda a microonde. Un secondo esempio è costituito dal sistema telefonico paneuropeo, definito da ora in avanti mediante l'acronimo GSM (Groupe Special Mobile), basato sull'utilizzo a divisione di tempo di ben 174 portanti spaziate tra loro di 200 KHz, modulate digitalmente secondo uno schema GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), ed individualmente trasmesse entro una banda di 35 MHz posizionata attorno ai 900 MHz (EGSM). Il riferimento al sistema GSM è voluto poichè, essendo lo stesso un sistema essenzialmente digitale, risulta un campo di applicazione di elezione per il ricevitore secondo l'invenzione in oggetto. La definizione ricevitore digitale significa che è progettato per ricevere segnali tali per cui il parametro, o i parametri, che caratterizzano le portanti

15 SET. 1997



modulate assumono solo un numero discreto di valori; nel GSM, come nei più moderni sistemi di telecomunicazioni, le portanti sono modulate in modo ortogonale partendo da un segnale modulante costituito da burst di bit d'informazione, o di sincronizzazione.

Un problema che si pone nei moderni radioricevitori è appunto quello della conversione del segnale analogico di ricezione in un formato digitale, da cui riottenere il burst originario mediante opportune elaborazioni con le tecniche DSP (Digital Signal Processing). Lo schema realizzativo classico dei radioricevitori operanti nel campo della tecnica della presente invenzione, prevede almeno uno stadio di conversione a frequenza intermedia, a cui fa seguito un demodulatore ed un convertitore analogico/digitale (A/D) del segnale demodulato. Le ragioni che inducono alla conversione a frequenza intermedia del segnale ricevuto sono molteplici, tra cui la principale è senz'altro quella di una migliorata e più agevole selettività del ricevitore. Ovviamente il presupposto di una tale conversione è quello di filtrare a radiofrequenza il segnale che cade in una banda cosiddetta "immagine", in quanto speculare a quella utile rispetto alla frequenza  $f_{ol}$  dell'oscillatore locale che pilota il convertitore a frequenza intermedia. Un tale filtraggio è solitamente molto impegnativo, data la stretta vicinanza che di solito esiste tra canali radio adiacenti. Un secondo problema che si pone è quello della velocità di conversione del convertitore A/D, poiché da essa dipende la larghezza di banda del segnale trattabile. La suddetta velocità corrisponde alla frequenza di campionamento  $f_s$  di un campionatore del segnale analogico, che precede il convertitore A/D. La frequenza  $f_s$  deve essere uguale ad almeno il doppio della massima frequenza compresa nella banda BW

del segnale da convertire, come stabilito dal teorema di Nyquist, il che costituisce un onere non indifferente nel caso di segnali a larga banda, come appunto sono quelli multiportante.

#### ARTE NOTA

Allo scopo di raddoppiare la banda trattabile dal convertitore A/D, viene mostrato in fig.1 uno schema funzionale di un ricevitore multiportante semplificato, per motivi di esposizione, al caso di due sole portanti rappresentative di due canali adiacenti in una banda complessiva BW. Il ricevitore di fig.1 consente di dimezzare la frequenza di campionamento  $f_s$  e può essere ottenuto con la sola applicazione delle comuni conoscenze nel settore.

Con riferimento alla fig.1, si può notare uno stadio a radiofrequenza che comprende un amplificatore a basso rumore RFAMP per un segnale d'ingresso RF costituito da due portanti, a frequenza rispettivamente  $f_{c1}$  e  $f_{c2}$ , modulate in modo ortogonale dall'informazione convogliata da rispettivi canali CH1 e CH2 ad esse associati. Il segnale uscente da RFAMP viene egualmente ripartito tra due rami che portano all'ingresso di due rispettivi filtri passa banda PBAND1 e PBAND2 di larghezza  $BW/2$ , che si dividono l'intera banda a RF. I segnali uscenti da questi filtri raggiungono due primi ingressi di rispettivi mixer MIX1 e MIX2, a cui secondi ingressi pervengono rispettivamente due segnali sinusoidali di oscillatore locale aventi frequenze  $f_{o1} = f_{c1} + BW/4$  ed  $f_{o2} = f_{c2} + BW/4$ . Grazie ai particolari valori di  $f_{o1}$  e  $f_{o2}$ , all'uscita dei due mixer sono presenti in banda base BW i due canali CH1 e CH2 ambedue compresi nella banda da 0 a  $BW/2$  e con la stessa rotazione della forma spettrale per effetto della

conversione di frequenza. I detti segnali vengono filtrati da due filtri passa basso, non visibili in figura, che eliminano le componenti a  $2f_{o1}$  e  $2f_{o2}$  e raggiungono due rispettivi blocchi A/D, comprendenti un campionatore funzionante a frequenza  $f_s = BW$  con a valle un convertitore analogico/digitale. I segnali digitali uscenti dai blocchi A/D raggiungono due rispettivi blocchi DDC1 e DDC2 che rappresentano dei demodulatori numerici in quadratura. Per il dettaglio di questi blocchi si rimanda all'illustrazione delle successive figure. Alle due uscite del blocco DDC1 sono presenti le componenti in fase I1 e in quadratura Q1 del segnale demodulato attinente al canale CH1; similmente alle due uscite del blocco DDC2 sono presenti le componenti in fase I2 e in quadratura Q2 del segnale demodulato attinente al canale CH2. Le suddette componenti sono inviate ad un blocco decisore, non visibile in figura, che restituisce l'informazione di partenza. Lo schema di fig.1 può essere esteso ad un ricevitore per più di due canali, semplicemente aggiungendo tanti blocchi DDC quanti sono i nuovi canali.

Come si può notare dalla precedente descrizione, nel ricevitore di fig.1 i convertitori A/D funzionano a velocità dimezzata rispetto a quelli utilizzati nei ricevitori prima menzionati. Questo vantaggio rispetto all'arte nota viene tuttavia presto vanificato dal costo dei due filtri a radiofrequenza PBAND1 e PBAND2 ad elevata selettività, e dalla necessità di equipaggiare due oscillatori locali.

#### SCOPI DELL'INVENZIONE

Scopo della presente invenzione è quello di superare gli inconvenienti dell'arte nota e del ricevitore di fig.1, e di indicare un procedimento per la [realizzazione di un radioricevitore a larga banda per segnale] multiportante con

POST 1

modulazione ortogonale.

### SOMMARIO DELL'INVENZIONE

Per conseguire tali scopi la presente invenzione ha per oggetto un procedimento per la [realizzazione di un radiorecettore a larga banda per un segnale] costituito da una pluralità di portanti equispaziate modulate ortogonalmente dall'informazione convogliata da rispettivi canali ad esse associati, comprendente un filtraggio preliminare a radiofrequenza con caratteristica passa banda per la soppressione di segnali non compresi nella banda di detto segnale multiportante, caratterizzato dal fatto che comprende in successione le seguenti fasi:

- demodulazione diretta del segnale filtrato per moltiplicazione dello stesso con due prime portanti locali in quadratura di fase, di uguale frequenza, corrispondente ad un valore centrale del segnale multiportante a radiofrequenza, con ciò sovrapponendo entro una metà inferiore della banda base coppie di canali disposti simmetricamente rispetto alla frequenza di dette prime portanti locali;
- primo filtraggio in banda base, a larga banda, di componenti in fase ed in quadratura del segnale demodulato multiportante, per la soppressione di ulteriori componenti attorno alla frequenza doppia di quella di dette prime portanti locali;
- campionamento delle dette componenti filtrate, ad una frequenza di campionamento uguale alla larghezza di banda di detto segnale multiportante, e successiva conversione analogico/digitale;
- seconda demodulazione di dette componenti filtrate convertite in digitale, in

fase e in quadratura, per moltiplicazione delle stesse componenti con coppie di rispettive seconde portanti locali tra loro in quadratura di fase, numeriche, di frequenza uguale al valore di centro banda di dette coppie di canali sovrapposti, ottenendo in corrispondenza delle dette seconde portanti numeriche isofrequenziali, quartetti di segnali doppiamente demodulati esprimibili analiticamente mediante un sistema lineare di quattro equazioni in quattro incognite, corrispondenti a componenti in fase ed in quadratura delle dette coppie di canali sovrapposti;

- risoluzione di detti sistemi lineari ottenendo le suddette componenti per ciascun singolo canale di dette coppie di canali, con ciò eliminando l'equivocazione in banda base, come descritto nella rivendicazione 1.

Ulteriore oggetto dell'invenzione è un radioricevitore [realizzato] secondo il procedimento anzidetto. Il ricevitore utilizza dei convertitori A/D funzionanti a velocità dimezzata, similamente a quanto precedentemente descritto con riferimento all'arte nota per prima citata. Rispetto al ricevitore di fig.1 però utilizza, per tutti i canali, un solo oscillatore locale a radiofrequenza ed'un solo filtro passa banda a radiofrequenza di selettività non eccessivamente spinta, in quanto non sussiste il problema di filtrare la banda immagine, contro i due filtri ad alta selettività ed i due oscillatori locali necessari per implementare la suddetta soluzione di tipo noto. L'economia è leggermente penalizzata dall'aggiunta di  $N/2$  reti numeriche di ricostruzione delle componenti in fase ed in quadratura dei singoli canali demodulati di ciascuna coppia di canali che risultavano sovrapposti in banda base. Come si può notare, nel ricevitore secondo la presente invenzione, la più costosa parte analogica è ridotta al

POST 3

minimo indispensabile a favore della parte numerica, più semplice, affidabile, e di minori costi.

Il ricevitore oggetto della presente invenzione è in grado di funzionare correttamente e di mostrare i vantaggi precedentemente elencati solo a patto che il comportamento elettrico dei mixer inseriti nei due rami in quadratura del demodulatore analogico risulti perfettamente simmetrico. Se così non fosse, sorgerebbero delle componenti indesiderate nel segnale demodulato che impedirebbero alla rete che elimina l'equivocazione in banda base di ottenere i valori originali delle componenti in fase ed in quadratura delle portanti demodulate. Per inciso, il ricevitore comprende dei secondi demodulatori con mixer di tipo numerico che non introducono alcun sbilanciamento. E' possibile ovviare all'inconveniente sopra evidenziato, scegliendo per il demodulatore analogico una coppia di mixer ottenuti simultaneamente in uno stesso procedimento di fabbricazione, con un alto grado di accoppiamento dei parametri fisici garantito dal costruttore.

Qualora ciò non bastasse, è comunque possibile modificare il ricevitore secondo una variante [di procedimento] particolarmente utile nel caso di segnali multiportante per canali soggetti ad ampia dinamica di livello, come ad esempio i segnali utilizzati nei sistemi di telefonia radiomobile. [La variante] differisce dal procedimento principale per il fatto che detto filtraggio a larga banda del segnale demodulato è un filtraggio passa banda che sopprime dallo spettro del segnale in banda base le componenti in un intorno della frequenza nulla, e che introduce le seguenti ulteriori fasi del tutto indipendenti rispetto alla successione principale:

POST 4

POST 5

- misura del grado di dissimmetria di ampiezza e fase su due rami di un demodulatore analogico che compie la detta demodulazione diretta da radiofrequenza in banda base, ottenendo dei coefficienti di correzione;
- introduzione di detti coefficienti di correzione nei detti sistemi lineari di equazioni, ottenendo dei sistemi modificati ancora lineari e con lo stesso numero di equazioni;
- risoluzione dei detti sistemi modificati, ottenendo per ciascun singolo canale di dette coppie le suddette componenti in fase ed in quadratura, prive di sbilanciamento altrimenti dovuto a dette dissimmetrie sui due rami del detto demodulatore analogico, come descritto nella rivendicazione 3.

Di conseguenza, altro oggetto dell'invenzione è una variante di radioricevitore secondo la variante di procedimento, come descritto nella rivendicazione 10.

Post 6

#### BREVE DESCRIZIONE DEI DISEGNI

Ulteriori scopi e vantaggi della presente invenzione risulteranno chiari dalla descrizione particolareggiata che segue di un esempio di realizzazione della stessa e dai disegni annessi dati a puro titolo esplicativo e non limitativo, in cui:

- in fig.2 è indicata una schematizzazione a blocchi del radioricevitore secondo la presente invenzione, per il caso semplificato a due sole portanti;
- in fig.3 è indicata una variante realizzativa del ricevitore di fig.2;
- in figg.4 e 5 sono indicate delle forme d'onda relative al funzionamento dei ricevitori di figg.2 e 3;
- in figg.6 e 7 sono indicate delle forme d'onda relative al funzionamento del

- ricevitore secondo la variante di fig.3;
- in fig.8 è indicato un blocco DEMI/Q di fig.3 ed il circuito compreso in un blocco RSBIL della stessa figura;
  - in fig.9 è indicato il circuito compreso in un blocco RSCOR di fig.3;
  - in fig.10 è indicata una schematizzazione a blocchi del radioricevitore secondo la variante della presente invenzione, per il caso più generale di N portanti; e
  - in figg.11 e 12 sono indicate delle forme d'onda relative al funzionamento del ricevitore secondo la variante di fig.10.

#### DESCRIZIONE DETTAGLIATA

L'esempio non limitativo che verrà ora descritto in dettaglio riguarda un radioricevitore semplificato per il caso di segnali con due sole portanti modulate. Un simile segnale corrisponde, ad esempio, a quello diffuso da emittenti radiofoniche FM in stereofonia. Le conclusioni che se ne trarranno possono però essere direttamente estese al caso più generale di ricevitore per  $N > 2$  portanti, che meglio qualifica l'invenzione. Quest'ultimo ricevitore verrà comunque illustrato e la sua descrizione risulterà agevolata da quanto detto sul ricevitore semplificato.

Con riferimento alla fig.2 notiamo un ricevitore per un segnale radio entrante  $z_1(t)$  costituito da due portanti a frequenza rispettivamente  $f_{c1}$  e  $f_{c2}$ , modulate in modo ortogonale dall'informazione convogliata da rispettivi canali CH1 e CH2 ad esse associati. Il segnale  $z_1(t)$  perviene all'ingresso di un amplificatore a radiofrequenza RFAMP a basso rumore, con a valle un filtro passa banda PBAND avente larghezza di banda BW maggiore o uguale alla

banda complessiva dei due canali adiacenti CH1 e CH2, ed una frequenza di centro banda  $f_c = (f_{c1} + f_{c2})/2$ . A valle del filtro PBAND è posto un demodulatore in quadratura DEMI/Q comprendente due mixer MIX1 e MIX2 a cui primi ingressi perviene il segnale  $z_1'(t)$  uscente dal filtro PBAND, ugualmente ripartito, ed a cui secondi ingressi pervengono due rispettivi segnali sinusoidali a frequenza  $f_0 = f_c$ . Più precisamente, al secondo ingresso di MIX1 perviene un segnale  $\cos\omega_0 t$  generato da un oscillatore locale, mentre al secondo ingresso di MIX2 perviene un segnale  $-\sin\omega_0 t$ , ottenuto dal precedente segnale per mezzo di un circuito sfasatore di  $90^\circ$ . Le uscite di MIX1 e MIX2, rispettivamente un segnale in fase  $z_2(t)$  ed uno in quadratura  $z_3(t)$ , sono connesse all'ingresso di due rispettivi identici filtri passa basso PBAS e quindi all'ingresso di due blocchi A/D, comprendenti un campionario funzionante a frequenza  $f_s = BW$  con a valle un convertitore analogico/digitale. Le uscite dei due blocchi A/D sono connesse a due rispettivi ingressi di un blocco DDC1/2 comprendente due identici demodulatori in quadratura DEM1 e DEM2, che differiscono da DEMI/Q per il fatto di essere di tipo numerico e per la differente frequenza di un oscillatore numerico NCO che pilota i mixer numerici inclusi. Un primo ingresso di DDC1/2 per il segnale in fase  $z_2(t)$ , digitalizzato, è connesso a due ingressi del demodulatore DEM1, mentre il secondo ingresso di DDC1/2 per il segnale in quadratura  $z_3(t)$ , digitalizzato, è connesso a due ingressi del demodulatore DEM2. Alle uscite in fase e in quadratura di DEM1 sono rispettivamente presenti due segnali  $z_4(t)$  e  $z_5(t)$ , mentre alle uscite in fase e in quadratura di DEM2 sono rispettivamente presenti due segnali  $z_6(t)$  e  $z_7(t)$ . Il blocco DDC1/2 comprende inoltre quattro identici filtri passa basso di tipo FIR inseriti sui quattro

rami che si dipartono dalle due coppie di uscite dei demodulatori DEM1 e DEM2. Le uscite dei quattro filtri FIR sono connesse ad altrettanti ingressi di un blocco RSOM, alle cui quattro uscite sono presenti le componenti in fase e in quadratura, indicate rispettivamente con I1 e Q1, del segnale demodulato appartenente al canale CH1, e le componenti in fase e in quadratura, indicate rispettivamente con I2 e Q2, del segnale demodulato appartenente al canale CH2.

In fig.4 è riportata una rappresentazione spettrale  $Z1'(f)$  del segnale  $z1'(t)$  costituito dalla somma di due segnali modulati  $s1(t)$  e  $s2(t)$  attinenti ai due canali a radiofrequenza CH1 e CH2 entranti nel ricevitore. Lo spettro  $Z1'(f)$  occupa complessivamente una banda di larghezza BW e comprende due spettri  $S1(f)$  e  $S2(f)$ , dei segnali  $s1(t)$  e  $s2(t)$ , centrati attorno a due rispettive portanti  $f_{c1}$  e  $f_{c2}$  disposte in modo simmetrico rispetto alla frequenza centrale  $f_0$ .

In fig.5 è riportata una rappresentazione spettrale  $Z2(f)$  del segnale demodulato  $z2(t)$ , o indifferentemente una rappresentazione spettrale  $Z3(f)$  del segnale demodulato  $z3(t)$ , dove si possono notare i due spettri  $S1(f)$  e  $S2(f)$  di fig.4 traslati in banda base  $BW/2$ , centrati attorno ad una comune frequenza  $\Delta f$ . La rappresentazione è volutamente alterata a scopo dimostrativo, in realtà lo spettro in banda base è la somma dei due, come sarà visto tra breve.

Nel funzionamento, con riferimento alle figg.2, 4 e 5, ed a quanto è noto sulla rappresentazione analitica dei segnali modulati di fase, è possibile esprimere i segnali  $s1(t)$ ,  $s2(t)$  e  $z1'(t)$  come segue:

$$s1(t) = I1 \cos \omega_1 t - Q1 \sin \omega_1 t; \quad \text{dove: } \omega_1 = \omega_0 - \Delta\omega, \text{ essendo } \Delta\omega = 2\pi \Delta f$$

$$s2(t) = I2 \cos \omega_2 t - Q2 \sin \omega_2 t; \quad \text{dove: } \omega_2 = \omega_0 + \Delta\omega.$$

Il segnale all'ingresso del demodulatore DEMI/Q è  $z1'(t) = s1(t) + s2(t)$ .  
 Supponendo i due rami del demodulatore DEMI/Q perfettamente bilanciati, all'uscita della componente in fase si ha  $z2(t) = z1'(t)\cos\omega_0t$  e all'uscita della componente in quadratura si ha  $z3(t) = z1'(t)(-\sin\omega_0t)$  che, tralasciando i termini a frequenza  $2\omega_0$ , filtrati dal filtro PBAS, divengono:

$$z2(t) = \frac{1}{2}[(I1 + I2)\cos\Delta\omega t + (Q1 - Q2)\sin\Delta\omega t]$$

$$z3(t) = \frac{1}{2}[(Q1 + Q2)\cos\Delta\omega t + (I2 - I1)\sin\Delta\omega t]$$

Queste espressioni giustificano la rappresentazione spettrale di fig.5. I segnali  $z2(t)$  e  $z3(t)$  vengono campionati ad una frequenza di campionamento  $fs = BW$ , filtrati da un filtro passa basso (non visibile in figura) che elimina la componente a frequenza  $2BW$ , convertiti in digitale, e rispettivamente inviati ai demodulatori DEM1 e DEM2. L'oscillatore numerico NCO, che pilota le coppie di mixer numerici di entrambi i demodulatori, ha una frequenza  $\Delta f$ . I quattro identici filtri passa basso FIR eliminano dai segnali demodulati eventuali componenti dovute ai canali adiacenti. I segnali  $z4(t)$ ,  $z5(t)$ ,  $z6(t)$  e  $z7(t)$  alle uscite dei filtri FIR hanno le seguenti espressioni:

$$z4(t) = z2\cos\Delta\omega t = \frac{1}{4}(I1 + I2)$$

$$z5(t) = z2(-\sin\Delta\omega t) = \frac{1}{4}(Q2 - Q1)$$

$$z6(t) = z3\cos\Delta\omega t = \frac{1}{4}(Q1 + Q2)$$

$$z7(t) = z3(-\sin\Delta\omega t) = \frac{1}{4}(I1 - I2)$$

che costituiscono un sistema lineare di quattro equazioni nelle quattro incognite  $I1$ ,  $Q1$ ,  $I2$ ,  $Q2$ . La rete di somma RSOM risolve questo sistema e fornisce i valori numerici delle componenti  $I1$ ,  $Q1$  e  $I2$ ,  $Q2$  delle portanti demodulate

relative ai canali CH1 e CH2 mediante le seguenti espressioni:

$$I1 = 2(z4 + z7)$$

$$Q1 = 2(z6 - z5)$$

$$I2 = 2(z4 - z7)$$

$$Q2 = 2(z6 + z5)$$

Nel caso in cui uno dei due canali non fosse presente, le soluzioni sopra indicate resterebbero ancora valide per il canale restante, in quanto le quattro equazioni del sistema non risulterebbero più indipendenti, valendo le due relazioni seguenti:  $z4(t) = z7(t)$  e  $z6(t) = -z5(t)$ , in tal caso due delle quattro equazioni potrebbero essere eliminate.

L'illustrazione fornita per il ricevitore dell'esempio non limitativo di fig.2 giustifica i vantaggi attribuiti ad un ricevitore secondo la presente invenzione. In particolare, il filtro passa banda a radiofrequenza PBAND, può avere una risposta in frequenza molto meno selettiva rispetto a quella di un analogo filtro normalmente utilizzato per la soppressione della banda immagine. Infatti, nel ricevitore di fig.2 la banda immagine è costituita dai canali appartenenti all'emibanda superiore rispetto alla frequenza di oscillatore locale, canali che vengono anch'essi traslati dal demodulatore direttamente nell'emibanda inferiore della banda base, e da qui discriminati mediante una seconda demodulazione in quadratura ed una elaborazione numerica sui segnali demodulati. Per cui, eventuali componenti indesiderate del segnale a radiofrequenza, che vengono trasferite in banda base per via di un filtraggio largo a radiofrequenza; non disturbano più di tanto il ricevitore perché si trovano oltre l'emibanda base superiore, dove non sono previsti mezzi di

discriminazione.

Con riferimento alla fig.3 viene ora esaminata la variante circuitale che consente al ricevitore di fig.2 di recuperare, ai fini di una corretta demodulazione, un'eventuale dissimmetria tra i due rami del demodulatore DEMI/Q. Come si può notare, i ricevitori di figg.2 e 3 differiscono solo per il fatto che nel ricevitore di fig.3:

- a) è presente un blocco aggiuntivo RSBIL;
- b) i due filtri passa basso PBAS di fig.2 sono ora due filtri passa banda PBAND3 che, come si vedrà, differiscono da PBAS per il fatto di sopprimere dallo spettro del segnale in banda base le componenti in un intorno della frequenza nulla; e
- c) che il blocco RSOM di fig.2 viene denominato RSCOR, sottintendendo con ciò un diverso modo di operare.

Nel funzionamento, il blocco RSBIL riceve informazioni da DEMI/Q e comunica a sua volta delle informazioni a RSCOR. Questa raffigurazione è in linea con lo scopo della variante, che si ripropone di introdurre nel ricevitore un circuito che misuri le suddette dissimmetrie, nella fattispecie il blocco RSBIL, ed una rete in grado di controbilanciarle, mediante l'utilizzo della rete di ricostruzione RSCOR. Quest'ultima è ottenuta modificando opportunamente la rete di somma RSOM di fig.2. Le considerazioni seguenti serviranno per chiarire il funzionamento dei blocchi RSBIL e RSCOR, la cui rappresentazione dettagliata è fornita in figg.8 e 9, in seguito illustrate. Dal punto di vista fisico la causa delle dissimmetrie è imputabile a differenze nei due mixer analogici MIX1 e MIX2 del demodulatore DEMI/Q; le ripercussioni sul piano analitico sono

quelle del sorgere di due rispettive componenti in quadratura nelle espressioni delle tensioni  $z_2(t)$  e  $z_3(t)$  uscenti da DEM1/Q di fig.2. Queste nuove componenti sbilanciano gli ingressi della rete di ricostruzione RSOM ed invalidano le operazioni compiute dalla stessa. Nella trattazione analitica che seguirà sono introdotti due parametri  $k_1$  e  $k_2$  per indicare lo sbilanciamento d'ampiezza dei segnali tra i due rami del demodulatore, ed altri due  $\varepsilon_1$ ,  $\varepsilon_2$  per indicare lo sbilanciamento di fase. E' inoltre conveniente assumere le seguenti posizioni:

$$a = \frac{1}{2}k_1 \cos \varepsilon_1$$

$$b = -\frac{1}{2}k_1 \sin \varepsilon_1$$

$$c = \frac{1}{2}k_2 \sin \varepsilon_2$$

$$d = \frac{1}{2}k_2 \cos \varepsilon_2$$

Si può agevolmente dimostrare che in presenza di dissimmetrie le espressioni di  $z_2(t)$  e  $z_3(t)$  si trasformano nelle seguenti espressioni, indicate con  $z_2'(t)$  e  $z_3'(t)$  in fig.3:

$$\begin{aligned} z_2'(t) &= \frac{1}{2}k_1 \{ \cos \varepsilon_1 [(I_1 + I_2) \cos \Delta \omega t + (Q_1 - Q_2) \sin \Delta \omega t] + \\ &\quad - \sin \varepsilon_1 [(Q_1 + Q_2) \cos \Delta \omega t + (I_2 - I_1) \sin \Delta \omega t] \} = \\ &= 2az_2(t) + 2bz_3(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} z_3'(t) &= \frac{1}{2}k_2 \{ \cos \varepsilon_2 [(Q_1 + Q_2) \cos \Delta \omega t + (I_2 - I_1) \sin \Delta \omega t] + \\ &\quad + \sin \varepsilon_2 [(I_1 + I_2) \cos \Delta \omega t + (Q_1 - Q_2) \sin \Delta \omega t] \} = \\ &= 2dz_3(t) + 2cz_2(t) \end{aligned}$$

Dalle quali, a riprova, si possono riottenere  $z_2(t)$  e  $z_3(t)$  come caso particolare di assenza di sbilanciamento, ovvero per  $k_1 = k_2 = 1$  ed  $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0$ . I segnali  $z_2'(t)$  e  $z_3'(t)$  pervengono rispettivamente agli ingressi di DEM1 e DEM2, alle cui

uscite si hanno due rispettive coppie di segnali  $z_4'(t)$ ,  $z_5'(t)$  e  $z_6'(t)$ ,  $z_7'(t)$ .

Le espressioni di questi nuovi segnali sono le seguenti:

$$z_4'(t) = z_2'(t)\cos\Delta\omega t = [2az_2(t) + 2bz_3(t)]\cos\Delta\omega t = a/2(I_1 + I_2) + b/2(Q_1 + Q_2)$$

$$z_5'(t) = z_2'(t)(-\sin\Delta\omega t) = [2az_2(t) + 2bz_3(t)](-\sin\Delta\omega t) = a/2(Q_2 - Q_1) + b/2(I_1 - I_2)$$

$$z_6'(t) = z_3'(t)\cos\Delta\omega t = [2dz_3(t) + 2cz_2(t)]\cos\Delta\omega t = d/2(Q_1 + Q_2) + c/2(I_1 + I_2)$$

$$z_7'(t) = z_3'(t)(-\sin\Delta\omega t) = [2dz_3(t) + 2cz_2(t)](-\sin\Delta\omega t) = d/2(I_1 - I_2) + c/2(Q_2 - Q_1)$$

che costituiscono un sistema lineare di quattro equazioni nelle quattro incognite  $I_1$ ,  $Q_1$ ,  $I_2$ ,  $Q_2$ . La rete di ricostruzione RSCOR riceve in ingresso i valori  $z_4'(t)$ ,  $z_5'(t)$ ,  $z_6'(t)$ ,  $z_7'(t)$  ed i coefficienti  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$ , che appaiono come termini correttivi, risolve questo sistema e fornisce i valori numerici delle componenti  $I_1$ ,  $Q_1$  e  $I_2$ ,  $Q_2$  delle portanti demodulate relative ai canali CH1 e CH2 mediante le seguenti espressioni:

$$I_1 = \frac{d \cdot z_4' - c \cdot z_5' - b \cdot z_6' + a \cdot z_7'}{ad - bc}$$

$$Q_1 = \frac{-c \cdot z_4' - d \cdot z_5' + a \cdot z_6' + b \cdot z_7'}{ad - bc}$$

$$I_2 = \frac{d \cdot z_4 + c \cdot z_5 - b \cdot z_6 - a \cdot z_7}{ad - bc}$$

$$Q_2 = \frac{-c \cdot z_4 + d \cdot z_5 + a \cdot z_6 - b \cdot z_7}{ad - bc}$$

Come si può notare, le espressioni risolventi il sistema sono più complesse delle analoghe espressioni relative al ricevitore di fig.2; ciò è in linea

con lo scopo della variante di fig.3 che si ripropone di eliminare l'imperfezione del demodulatore analogico mediante una correzione nel dominio digitale. Occorre far notare che le soluzioni esistono solo se il determinante del sistema  $ad - bc$  posto a denominatore non si annulli, il che succede per  $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 45^\circ$ , situazione questa molto improbabile in pratica dato l'alto valore di dissimmetria. Nel caso esistano particolari relazioni tra le componenti in fase (I) e in quadratura (Q), le espressioni risolventi il sistema possono essere semplificate.

Questo tipo di approccio è indispensabile in presenza di segnali multiportante per canali soggetti ad ampia dinamica di livello, come ad esempio i segnali utilizzati nei sistemi di telefonia radiomobile. In mancanza di correzione, infatti, un canale a basso livello potrebbe essere accecato da una frazione  $k$  del segnale immagine che viene a sovrapporsi al segnale utile, attenuata di 20 o 30 dB. Questo fenomeno è una conseguenza del comportamento a "soglia" della demodulazione di fase; esso è descritto nei libri di testo ove appare nei grafici degli andamenti in banda base della potenza di segnale utile ed interferente, in funzione del rapporto segnale/interferente.

Con riferimento alla fig.8 si può notare la rete RSBIL per il calcolo dei coefficienti  $a, b, c, d$ . Detta rete, raffigurata con un unico blocco in fig.3, è qui più realisticamente mostrata in un dettaglio circuitale che si articola attorno al demodulatore DEMI/Q. La rete RSBIL comprende: un sommatore SOM a due ingressi, un selettore SEL a tre posizioni, due identici filtri passa basso LPF, due identici blocchi AGC di controllo automatico di guadagno, ed infine due identici blocchi A/D di conversione analogico/digitale. Il segnale a radiofrequenza  $z_1'(t)$  perviene ad un primo ingresso del sommatore SOM, il cui secondo ingresso è

connesso al cursore mobile di SEL. L'uscita del sommatore SOM è connessa al punto di diramazione verso i due ingressi del demodulatore. La posizione centrale del selettore SEL è libera da connessioni, mentre le due posizioni di selezione sono connesse a rispettivi ingressi di pilotaggio dei due mixer MIX1 e MIX2 interni al blocco DEMI/Q. Pertanto in queste posizioni verranno selezionati i segnali di oscillatore locale  $\cos\omega_0 t$  e  $-\sin\omega_0 t$ , rispettivamente. L'uscita in fase di DEMI/Q viene suddivisa in due rami, un primo ramo è connesso all'ingresso di una cascata di blocchi costituita da un primo filtro passa basso LPF, un primo AGC ed un primo convertitore A/D, la cui uscita fornisce i coefficienti a, b. Il secondo ramo dell'uscita in fase di DEMI/Q corrisponde al ramo in fase uscente da DEMI/Q, visibile in fig.3. L'uscita in quadratura di DEMI/Q viene anch'essa suddivisa in due rami, un primo ramo è connesso all'ingresso di una cascata di blocchi costituita dal secondo filtro passa basso LPF, dal secondo AGC e dal secondo convertitore A/D, la cui uscita fornisce i coefficienti c, d. Il secondo ramo dell'uscita in quadratura di DEMI/Q corrisponde al ramo in quadratura uscente da DEMI/Q, visibile in fig.3. Il funzionamento della rete RSBIL è ora illustrato con l'ausilio delle figg.6 e 7.

In fig.6 sono visibili gli spettri  $S1(f)$  e  $S2(f)$  di fig.4 con al centro il tono di oscillatore locale, nelle due forme, rispettivamente,  $\cos\omega_0 t$  oppure  $-\sin\omega_0 t$ .

In fig.7 è visibile la rappresentazione in banda base di fig.5, dopo demodulazione, che include inoltre una riga a frequenza nulla, ottenuta all'uscita di MIX1 e di MIX2, per via del battimento del segnale di oscillatore locale, con se stesso o con la sua forma in quadratura.

Per quanto riguarda il funzionamento della rete RSBIL, quando il cursore

di SEL è ruotato sulla posizione che porta il segnale  $\cos\omega_0 t$  al secondo ingresso del sommatore SOM, in uscita dai convertitori A/D compaiono i valori correttivi a, c; quando invece viene selezionato  $-\sin\omega_0 t$ , compaiono invece i valori correttivi b, d. Si può notare che il selettore SEL consente di utilizzare il segnale di oscillatore locale come segnale campione per la misura della dissimmetria esistente sui due rami del demodulatore analogico DEMI/Q, e che inoltre tale misura, e conseguentemente l'aggiornamento dei coefficienti correttivi a, b, c, d, sono del tutto indipendenti dal normale funzionamento del ricevitore. Infatti, il sommatore SOM consente al segnale d'ingresso  $z_1'(t)$  di raggiungere il demodulatore DEMI/Q anche in presenza del tono di prova che, come mostrato in fig.7, non disturba i canali demodulati, poiché non è allocato nella banda dei canali. Inoltre, una volta terminato l'aggiornamento il cursore può essere commutato nella posizione centrale ad alta impedenza, i nuovi valori correttivi resteranno memorizzati in registri della rete RSCOR, non visibili in fig.9. Di particolare importanza per il corretto funzionamento della rete RSCOR è il fatto che la retroazione dei segnali di oscillatore locale sull'ingresso del demodulatore DEMI/Q non introduca essa stessa una distorsione di fase e di ampiezza apprezzabile rispetto a quella che si intende correggere. Un mezzo per ridurre gli effetti di questa eventualità, potrebbe essere quello di valutare lo sbilanciamento in assenza del segnale d'ingresso  $z_1(t)$ , per non sovraccaricare i due mixer. E' pure di fondamentale importanza la precisione nella valutazione dei parametri correttivi a, b, c, d, perché da essi dipende il grado di corrispondenza delle componenti I1, Q1, I2, Q2 ai valori trasmessi. Occorre utilizzare allo scopo due convertitori A/D con dinamica di livello molto spinta; gli

AGC posti a monte degli A/D aiutano a meglio sfruttare detta dinamica, in quanto comprimono la dinamica di livello del segnale quasi costante uscente dai filtri passa basso LPF entro un intervallo di valori più idoneo al buon funzionamento degli A/D. La fig.7 mostra lo spettro complessivo del segnale demodulato  $z_2'(t)$ , o  $z_3'(t)$ , in presenza del tono di prova. Sono inoltre visibili le maschere dei filtri LPF e PBAND3 che selezionano dallo spettro complessivo i valori che diverranno i coefficienti a, b, c, d, ed i segnali che diverranno le componenti I1, Q1, I2, Q2. Il generico blocco A/D comprende necessariamente un campionatore del segnale proveniente dall'AGC. La frequenza di campionamento può essere scelta di valore molto basso, intorno ai 100 Hz, in quanto la riga a frequenza nulla è, in realtà, un segnale quasi costante con una banda inferiore ai 50 Hz. Una volta ottenuti i coefficienti di correzione e trascurando gli effetti della deriva termica, i loro valori possono restare invariati per parecchio tempo, poiché le caratteristiche fisiche dei mixer si modificano lentamente durante la vita operativa del ricevitore, principalmente per fenomeni dovuti all'invecchiamento. In ogni caso se le caratteristiche del segnale demodulato degradano è opportuno ricalcolare i coefficienti di correzione. Considerando anche la deriva termica, occorre predisporre la rete RSBIL ad un funzionamento automatico e ripetitivo; allo scopo occorre comandare elettronicamente il selettore SEL a commutare tra le due posizioni di selezione in modo ciclico e con periodo prestabilito.

Con riferimento alla fig.9, è visibile in dettaglio il circuito che costituisce la rete di ricostruzione RSCOR. La configurazione di un simile circuito è la semplice trasposizione in hardware delle espressioni risolutive del sistema di

equazioni precedentemente indicato, tenendo presente che si tratta di un hardware digitale. In particolare, si vede che la rete include: 8 moltiplicatori, 4 sommatore, 4 divisori del numeratore uscente dai sommatore per il determinante  $DET = (ad - bc)$ , nonché 6 invertitori. Per il calcolo del determinante DET occorrono inoltre 2 moltiplicatori e 1 invertitore. Da ultimo occorrono quattro registri di memoria per i coefficienti a, b, c, d.

Con riferimento alla fig.10 viene ora illustrato un radioricevitore più generale di quello semplificato per due sole portanti di fig.3. A titolo puramente indicativo è stato scelto un numero di otto portanti modulate, rappresentative di otto canali di comunicazione. Le raffigurazioni spettrali di figg.11, 12, 13 e 14 serviranno d'ausilio nell'illustrazione del ricevitore. Confrontando i ricevitori di figg.3 e 10 si possono notare per il ricevitore di fig.10 le seguenti differenze:

- A) ci sono quattro blocchi DDCx/y con la medesima struttura del blocco DDC1/2 di fig.3, e precisamente: DDC4/5, DDC3/6, DDC2/7, DDC1/8 relativi alle coppie di canali CH4/CH5, CH3/CH6, CH2/CH7 e CH1/CH8 che risultano simmetrici rispetto alla frequenza di oscillatore locale, indicata con  $f_0$  in fig.11;
- B) gli oscillatori numerici assumono la stessa numerazione FIRx/y del blocco DDCx/y di appartenenza, e precisamente: NCO4/5, NCO3/6, NCO2/7, NCO1/8 relativamente a DDC4/5, DDC3/6, DDC2/7, DDC1/8;
- C) i filtri passa basso a monte della rete RSCOR assumono la stessa numerazione FIRx/y del blocco DDCx/y di appartenenza, e precisamente: FIR4/5, FIR3/6, FIR2/7, FIR1/8 relativamente a DDC4/5, DDC3/6, DDC2/7, DDC1/8;

- D) i segnali  $z_4'(t)$ ,  $z_5'(t)$ ,  $z_6'(t)$ ,  $z_7'(t)$  sono ora indicati con  $z_4'(t)_{xy}$ ,  $z_5'(t)_{xy}$ ,  $z_6'(t)_{xy}$ ,  $z_7'(t)_{xy}$  in quanto specifiche del blocco DDCx/y di appartenenza; e
- E) la rete RSBIL ha ora tante uscite quante sono le reti RSCOR, e quindi i blocchi DDCx/y, a cui essa è connessa.

In fig.11 è visibile lo spettro di frequenze  $Z_1'(f)$  del segnale entrante multiportante  $z_1(t)$  filtrato dal filtro PBAND, da cui si notano 8 spettri contigui  $S_1(f), \dots, S_8(f)$ , occupanti una banda complessiva BW, relativi ad altrettanti canali di comunicazione CH1, ..., CH8, ciascuno di essi occupante una banda di larghezza BC. Qualora il ricevitore di fig.10 fosse impiegato in un sistema radiomobile GSM, gli otto canali CH1, ..., CH8 corrisponderebbero in realtà a 64 canali ricevuti a divisione di tempo su 8 portanti scelte tra le 174 possibili (il numero 8 è solo una scelta di progetto). Nel caso il ricevitore appartenga ad una Stazione Radio Base (BTS) di un sistema radiomobile EGSM (GSM esteso), il filtro passa banda a radiofrequenza PBAND avrebbe larghezza di banda di 35 MHz, con pendenza in grado di attenuare la banda di trasmissione distante 10 MHz; tanto è la distanza tra il limite superiore della banda di ricezione (880 - 915 MHz) utilizzata per le comunicazioni tra i Mobili (MS) e la Stazione Radio Base (BTS), e il limite inferiore della banda di trasmissione (925 - 960 MHz). Restando nell'esempio, quando il ricevitore è impiegato nella BTS la frequenza  $f_0$  di oscillatore locale sarà di 897.5 MHz in modo da suddividere la banda complessiva in due semibande uguali. In ogni caso la  $f_0$  deve essere scelta in modo da suddividere simmetricamente gli N canali nella banda BW. In fig.11 è mostrato il caso con N pari, come avviene nel EGSM in

cui  $N = 174$ , da cui si può notare che la  $f_0$  cade tra i due canali centrali e suddivide la banda BW in due gruppi di  $N/2$  canali ciascuno, traslati, per effetto della demodulazione, nella medesima emibanda base inferiore  $BW/2$ , come da fig.12. Nel caso invece di  $N$  dispari, la  $f_0$  viene posta comunque al centro della distanza che separa gli spettri di frequenze di due canali centrali, il canale situato all'uno, o all'altro, limite di banda che non trova il suo compagno, si accompagna con il rumore presente nella posizione dello spettro ad esso simmetrica rispetto alla frequenza  $f_0$ .

In fig.12 è visibile lo spettro di frequenze  $Z2'(f)$ , o in modo equivalente  $Z3'(f)$ , del segnale  $z2'(t)$ , o  $z3'(t)$ , uscente dal demodulatore DEMI/Q. Come per fig.5, si può notare che, per via della particolare scelta della frequenza  $f_0$  di oscillatore locale posta a metà della banda BW, il segnale a radiofrequenza viene convertito per demodulazione diretta entro una banda base di larghezza  $BW/2$ , ed i canali simmetrici rispetto alla frequenza  $f_0$  subiscono una sovrapposizione spettrale. Più precisamente, le coppie di canali sovrapposti saranno: CH4/CH5, CH3/CH6, CH2/CH7, CH1/CH8.

I demodulatori DEMx e DEMy, relativi a ciascun blocco DDCx/y, possono operare correttamente utilizzando due portanti isofrequenziali in quadratura di fase fornite dalla rispettiva coppia di NCOx/y. Le suddette portanti hanno una frequenza  $f_{p_{xy}}$  uguale a quella di centro banda delle coppie di canali sovrapposti in banda base, vale a dire:  $f_{p_{xy}} = \frac{1}{2}PC, \frac{3}{2}PC, \dots, \frac{7}{2}PC$ , dove PC indica il passo di canalizzazione, indipendentemente dal fatto che  $N$  sia pari o dispari.

Alle uscite dei demodulatori DEMx e DEMy ci saranno delle componenti

alle frequenze doppie  $2f_{xy}$  che devono essere rimosse dai quattro identici filtri FIR $x/y$ , pertanto detti filtri avranno una larghezza di banda compresa tra 0 e  $BC/2$ .

All'interno del generico blocco DDC $x/y$  i segnali  $z4'(t)_{xy}$ ,  $z5'(t)_{xy}$ ,  $z6'(t)_{xy}$ ,  $z7'(t)_{xy}$  daranno luogo ad un sistema di equazioni analogo a quello del ricevitore per due soli canali di fig.3, e da questi ottenibile sostituendo gli indici 1, 2 con i più generici  $x$ ,  $y$  di volta in volta specificati.

Le reti RSCOR sono tutte identiche, perché devono correggere le dissimmetrie del demodulatore analogico DEMI/Q che è unico per tutti i blocchi DDC $x/y$ . Il ricevitore di fig.10 si presta ad un funzionamento di tipo "agile", cioè con canali assegnati in modo dinamico, come appunto è richiesto nel GSM, basta allo scopo cambiare il valore della frequenza  $f_{xy}$  di un certo blocco DDC $x/y$  per ricevere una coppia corrispondente di canali. La realizzazione numerica dei blocchi FIR $x/y$ , NCO $x/y$ , DEM $x$  e DEM $y$  deve pertanto supportare questa caratteristica di agilità, le modalità secondo cui ciò è reso possibile sono note al tecnico del settore, in genere basta il solo cambio di frequenza.

Da ultimo le componenti in fase ed in quadratura dei singoli canali devono essere mandati al demodulatore GMSK per riottenere il flusso di bit del burst di trasmissione.

Nel caso in cui ad un dato canale non corrisponda un compagno simmetrico rispetto alla  $f_0$ , in quanto non compreso nella canalizzazione assegnata al ricevitore, nessuna modifica occorre apportare all'architettura del ricevitore, in quanto il segnale del canale simmetrico mancante viene sostituito dal rumore presente in tale posizione dello spettro.

Per quanto concerne la realizzazione hardware della parte numerica del ricevitore, si può scegliere tra l'utilizzo di uno, o più, microprocessori di tipo matematico (DSP), o optare per la progettazione di un circuito integrato di tipo ASIC dedicato; quest'ultima possibilità è risultata essere la via più idonea.

Per quanto l'invenzione sia stata illustrata con riferimento a talune forme di realizzazione, risulta evidente che non è limitata a tali forme realizzative ma si estende a coprire tutte le varianti che risulteranno evidenti ai tecnici del settore senza fuoriuscire dall'ambito di tutela delle rivendicazioni che seguono.

## RIVENDICAZIONI

1. Procedimento per la [realizzazione di un radiorecettore a larga banda per un segnale  $(z_1(t))$ ] costituito da una pluralità di portanti equispaziate modulate ortogonalmente dall'informazione convogliata da rispettivi canali (CH1, ..., CH8) ad esse associati, comprendente un filtraggio a radiofrequenza con caratteristica passa banda (PBAND) per la soppressione di segnali non compresi nella banda di detto segnale multiportante, caratterizzato dal fatto che comprende in successione le seguenti fasi:

Post 7.

- demodulazione diretta (DEMI/Q) del segnale filtrato  $(z_1'(t))$  per moltiplicazione dello stesso con due prime portanti locali in quadratura di fase  $(\cos\omega_0 t, -\sin\omega_0 t)$ , di uguale frequenza, corrispondente ad un valore centrale dello spettro del segnale multiportante a radiofrequenza, con ciò sovrapponendo entro una metà inferiore della banda base coppie di canali (CH4, CH5; ..., CH1, CH8) disposti simmetricamente rispetto alla frequenza di dette prime portanti locali;
- primo filtraggio in banda base, a larga banda, di componenti in fase  $(z_2'(t))$  ed in quadratura  $(z_3'(t))$  del segnale demodulato multiportante, per la soppressione di ulteriori componenti attorno alla frequenza doppia di quella di dette prime portanti locali;
- campionamento delle dette componenti filtrate, ad una frequenza di campionamento uguale alla larghezza di banda (BW) di detto segnale multiportante, e successiva conversione analogico/digitale (A/D);
- seconda demodulazione (DEM4, DEM5; ..., DEM1, DEM8) di dette componenti filtrate convertite in digitale, in fase e in quadratura, per moltiplicazione delle

stesse componenti con coppie di rispettive seconde portanti locali tra loro in quadratura di fase, numeriche, di frequenza uguale al valore di centro banda di dette coppie di canali sovrapposti, ottenendo in corrispondenza delle dette seconde portanti numeriche isofrequenziali, quartetti di segnali doppiamente demodulati ( $z4'(t)_{4/5}$ ,  $z5'(t)_{4/5}$ ,  $z6'(t)_{4/5}$ ,  $z7'(t)_{4/5}$ ;.....;  $z4'(t)_{1/8}$ ,  $z5'(t)_{1/8}$ ,  $z6'(t)_{1/8}$ ,  $z7'(t)_{1/8}$ ) esprimibili analiticamente mediante un sistema lineare di quattro equazioni in quattro incognite, corrispondenti a componenti in fase (I4, I5;.....;I1, I8) ed in quadratura (Q4, Q5;.....;Q1, Q8) dei canali delle dette coppie di canali sovrapposti;

- risoluzione di detti sistemi lineari (RSOM) ottenendo le suddette componenti (I4, Q4; I5, Q5;.....; I1, Q1; I8, Q8) per ciascun singolo canale di dette coppie di canali, con ciò eliminando l'equivocazione in banda base.

2. Procedimento secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che detti sistemi lineari hanno la seguente generica espressione:

$$z4(t)_{xy} = \frac{1}{4}(Ix + Iy)$$

$$z5(t)_{xy} = \frac{1}{4}(Qy - Qx)$$

$$z6(t)_{xy} = \frac{1}{4}(Qx + Qy)$$

$$z7(t)_{xy} = \frac{1}{4}(Ix - Iy)$$

dove:  $z4(t)_{xy}$ ,  $z5(t)_{xy}$ ,  $z6(t)_{xy}$ ,  $z7(t)_{xy}$  sono i detti segnali doppiamente demodulati relativi ad una generica coppia di canali CHx, CHy, e Ix, Qx, Iy, Qy sono le rispettive dette componenti incognite.

3. Procedimento secondo la rivendicazione 1, in particolare per segnali con ampia dinamica di livello tra i diversi canali, caratterizzato dal fatto che detto primo filtraggio a larga banda (PBAND3) del segnale demodulato è un filtraggio

passa banda, che sopprime dallo spettro del segnale in banda base le componenti in un intorno della frequenza nulla; e che comprende inoltre le seguenti ulteriori fasi, del tutto indipendenti rispetto alla successione precedente:

- misura del grado di dissimmetria di ampiezza e fase su due rami di un demodulatore analogico (DEMI/Q) che compie la detta demodulazione diretta da radiofrequenza in banda base, ottenendo dei coefficienti di correzione (a, b, c, d);
- introduzione di detti coefficienti di correzione nei detti sistemi lineari di equazioni, ottenendo dei sistemi modificati ancora lineari e con lo stesso numero di equazioni;
- risoluzione dei detti sistemi modificati (RSCOR), ottenendo per ciascun singolo canale di dette coppie (CH4,CH5;...;CH1,CH8) le suddette componenti in fase ed in quadratura, prive di sbilanciamento altrimenti dovuto a dette dissimmetrie sui due rami del detto demodulatore analogico.

4. Procedimento secondo la rivendicazione 3, caratterizzato dal fatto che detta fase aggiuntiva di misura del grado di dissimmetria comprende le seguenti sottofasi:

- commutazione all'ingresso del ricevitore di una detta prima portante locale in fase ( $\cos\omega_0 t$ );
- filtraggio passa basso a banda stretta (LPF) dei segnali, in fase ( $z_2'(t)$ ) ed in quadratura ( $z_3'(t)$ ), forniti da detto demodulatore analogico e conversione in digitale dei segnali filtrati, ottenendo due primi di detti coefficienti di correzione (a, c);

- commutazione all'ingresso del ricevitore di una detta seconda portante locale in quadratura ( $-\sin\omega_0 t$ ) al posto di detta prima;
- filtraggio passa basso a banda stretta (LPF) dei segnali, in fase ( $z_2'(t)$ ) ed in quadratura ( $z_3'(t)$ ), forniti da detto demodulatore analogico e conversione in digitale (A/D) dei segnali filtrati, ottenendo due secondi di detti coefficienti di correzione (b, d).

5. Procedimento secondo la rivendicazione 4, caratterizzato dal fatto che detta prima portante locale in fase ( $\cos\omega_0 t$ ), o in quadratura ( $-\sin\omega_0 t$ ), viene sommata (SOM) al segnale ricevuto ( $z_1'(t)$ ).

6. Procedimento secondo le rivendicazioni 4 o 5, caratterizzato dal fatto che detta prima portante locale in fase ( $\cos\omega_0 t$ ) e detta prima portante locale in quadratura ( $-\sin\omega_0 t$ ) vengono selezionate ciclicamente.

7. Procedimento secondo la rivendicazione 3, caratterizzato dal fatto che detti sistemi modificati hanno la seguente generica espressione:

$$z_4'(t)_{xy} = a/2(Ix + Iy) + b/2(Qx + Qy)$$

$$z_5'(t)_{xy} = a/2(Qy - Qx) + b/2(Ix - Iy)$$

$$z_6'(t)_{xy} = d/2(Qx + Qy) + c/2(Ix + Iy)$$

$$z_7'(t)_{xy} = d/2(Ix - Iy) + c/2(Qy - Qx)$$

dove:  $z_4(t)_{xy}$ ,  $z_5(t)_{xy}$ ,  $z_6(t)_{xy}$ ,  $z_7(t)_{xy}$  sono i detti segnali doppiamente demodulati relativi ad una generica coppia di canali CHx, CHy; Ix, Qx, Iy, Qy sono le rispettive dette componenti incognite; a, b, c, d sono i detti coefficienti di correzione.

8. Procedimento secondo una qualunque delle rivendicazioni

precedenti quando il numero di canali è dispari, caratterizzato dal fatto che le dette due prime portanti locali in quadratura di fase ( $\cos\omega_0 t$ ,  $-\sin\omega_0 t$ ), vengono poste al centro della distanza che separa gli spettri di frequenze di due canali centrali, il canale situato all'uno, o all'altro, limite di banda che non trova il suo compagno, si accompagna con il rumore presente nella posizione dello spettro ad esso simmetrica rispetto a dette prime portanti.

9. Procedimento secondo una qualunque delle rivendicazioni precedenti, quando ad un dato canale non corrisponde un compagno simmetrico rispetto alle dette due prime portanti locali in quadratura di fase ( $\cos\omega_0 t$ ,  $-\sin\omega_0 t$ ), caratterizzato dal fatto che il segnale del canale simmetrico mancante viene sostituito dal rumore presente in tale posizione dello spettro.

10. Ricevitore a larga banda per un segnale ( $z_1(t)$ ) costituito da una pluralità di portanti equispaziate modulate ortogonalmente dall'informazione convogliata da rispettivi canali (CH1, ..., CH8) ad esse associati, comprendente un filtro a radiofrequenza con caratteristica passa banda (PBAND) per la soppressione di segnali non compresi nella banda di detto segnale multiportante, caratterizzato dal fatto che comprende:

- primi mezzi di demodulazione diretta del segnale filtrato ( $z_1'(t)$ ), che moltiplicano detto segnale con due prime portanti locali in quadratura di fase ( $\cos\omega_0 t$ ,  $-\sin\omega_0 t$ ), di uguale frequenza, corrispondente ad un valore centrale dello spettro del segnale multiportante a radiofrequenza, con ciò sovrapponendo entro una metà inferiore della banda base (BW) coppie di canali (CH4, CH5, ..., CH1, CH8) disposti simmetricamente rispetto alla frequenza ( $f_0$ ) di dette prime portanti locali;

- primi mezzi di filtraggio in banda base, a larga banda, di componenti in fase ( $z_2'(t)$ ) ed in quadratura ( $z_3'(t)$ ) del segnale demodulato multiportante, che sopprimono ulteriori componenti attorno alla frequenza doppia di quella di dette prime portanti locali;
- mezzi di campionamento delle dette componenti ( $z_2'(t)$ ,  $z_3'(t)$ ) filtrate, e di successiva conversione analogico/digitale, azionati da una frequenza di campionamento uguale alla larghezza di banda (BW) di detto segnale multiportante;
- secondi mezzi di demodulazione (DEM4, DEM5;...;DEM1, DEM8) posti a valle di detti mezzi di conversione analogico/digitale, comandati da coppie di rispettive seconde portanti locali tra loro in quadratura di fase, numeriche, di frequenza uguale al valore di centro banda di dette coppie di canali sovrapposti, detti secondi mezzi di demodulazione ottenendo, in corrispondenza delle dette seconde portanti numeriche isofrequenziali, quartetti di segnali doppiamente demodulati ( $z_4'(t)_{4/5}$ ,  $z_5'(t)_{4/5}$ ,  $z_6'(t)_{4/5}$ ,  $z_7'(t)_{4/5}$ ;.....;  $z_4'(t)_{1/8}$ ,  $z_5'(t)_{1/8}$ ,  $z_6'(t)_{1/8}$ ,  $z_7'(t)_{1/8}$ ) esprimibili analiticamente mediante un sistema lineare di quattro equazioni in quattro incognite, corrispondenti a componenti in fase (I4, I5;...;I1, I8) ed in quadratura (Q4, Q5;...;Q1, Q8) dei canali di dette coppie;
- mezzi di risoluzione di detti sistemi lineari (RSOM), che ottengono le suddette componenti (I4, Q4; I5, Q5;...; I1, Q1; I8, Q8) per ciascun singolo canale di dette coppie di canali, con ciò eliminando l'equivocazione in banda base.

11. Ricevitore secondo la rivendicazione 10, in particolare per segnali con ampia dinamica di livello tra i diversi canali, caratterizzato dal fatto che detti

primi mezzi di filtraggio in banda base sono filtri passa banda che sopprimono dallo spettro del segnale in banda base le componenti in un intorno della frequenza nulla.

12. Ricevitore secondo la rivendicazione 11, caratterizzato dal fatto che inoltre comprende:

- mezzi di misura del grado di dissimmetria di ampiezza e fase su due rami di un demodulatore analogico (DEMI/Q) appartenente ai detti primi mezzi di demodulazione, e di ottenimento di coefficienti di correzione (a, b, c, d);
- mezzi alternativi (RSCOR) di risoluzione di detti sistemi lineari, che ricevono i detti coefficienti di correzione (a, b, c, d) e operano sulla base degli stessi e dei detti quartetti di segnali doppiamente demodulati; detti segnali doppiamente demodulati essendo esprimibili analiticamente mediante combinazioni lineari dei coefficienti di correzione e di dette corrispondenti componenti in fase (I4, I5;...;I1, I8) ed in quadratura (Q4, Q5;...;Q1, Q8) dei canali di dette coppie (CH4,CH5;...;CH1,CH8); detti mezzi alternativi (RSCOR) ottenendo dette componenti in fase ed in quadratura, prive di sbilanciamento altrimenti dovuto a dette dissimmetrie sui due rami del detto demodulatore analogico (DEMI/Q).

13. Ricevitore secondo la rivendicazione 12, caratterizzato dal fatto che detti mezzi di misura del grado di dissimmetria includono:

- un selettore (SEL) che commuta all'ingresso del ricevitore l'uno, o l'altro, di due segnali di prova costituiti dalla detta prima portante locale in fase ( $\cos\omega_0 t$ ), o in quadratura ( $-\sin\omega_0 t$ );
- un filtro passa basso, a banda stretta (LPF), con in cascata un convertitore

analogico/digitale che fornisce due primi di detti coefficienti di correzione (a, c) relativi ad un primo ramo di detto demodulatore analogico (DEMI/Q), o due secondi di detti coefficienti di correzione (b, d) relativi ad un secondo ramo di detto demodulatore analogico (DEMI/Q).

14. Ricevitore secondo la rivendicazione 13, caratterizzato dal fatto che detti mezzi di misura del grado di dissimmetria includono inoltre un sommatore (SOM) a due ingressi che addiziona al segnale multiportante ricevuto e filtrato a radiofrequenza ( $z_1'(t)$ ) un detto segnale di prova selezionato ( $\cos\omega_0 t$ ,  $-\sin\omega_0 t$ ) e fornisce il segnale complessivo all'ingresso del ricevitore.

15. Ricevitore secondo le rivendicazioni 13 o 14, caratterizzato dal fatto che detto selettore (SEL) è di tipo elettronico e viene comandato alternativamente e ciclicamente.

16. Ricevitore secondo una qualunque delle rivendicazioni da 10 a 15, quando il numero di canali è dispari, caratterizzato dal fatto che le dette due prime portanti locali in quadratura di fase ( $\cos\omega_0 t$ ,  $-\sin\omega_0 t$ ), vengono poste al centro della distanza che separa gli spettri di frequenze di due canali centrali, il canale situato all'uno, o all'altro, limite di banda che non trova il suo compagno, si accompagna con il rumore presente nella posizione dello spettro ad esso simmetrica rispetto a dette prime portanti.

17. Ricevitore secondo una qualunque delle rivendicazioni da 10 a 16, quando ad un dato canale non corrisponde un compagno simmetrico rispetto alle dette due prime portanti locali in quadratura di fase ( $\cos\omega_0 t$ ,  $-\sin\omega_0 t$ ), caratterizzato dal fatto che il segnale del canale simmetrico mancante viene sostituito dal rumore presente in tale posizione dello spettro.



Italtel spa

Il mandatario

Dario Giustini

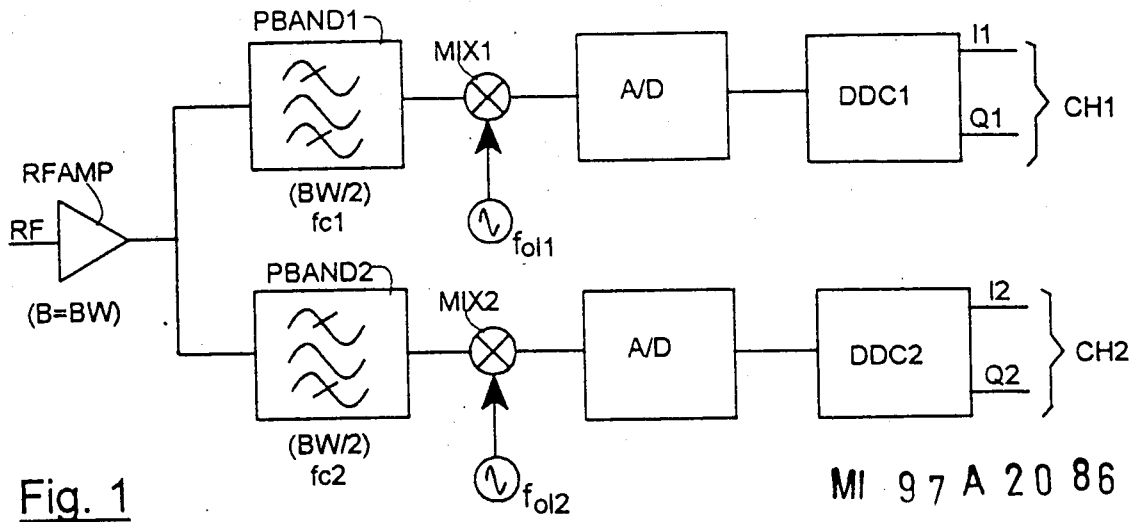


Fig. 1

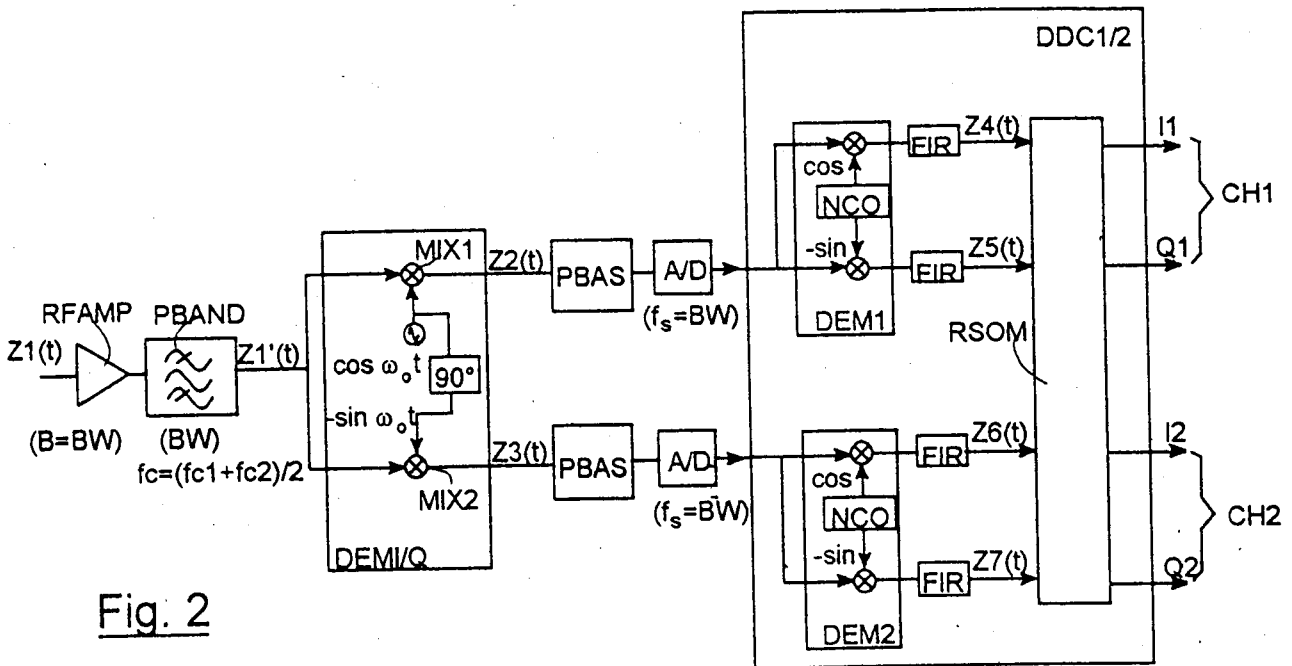


Fig. 2

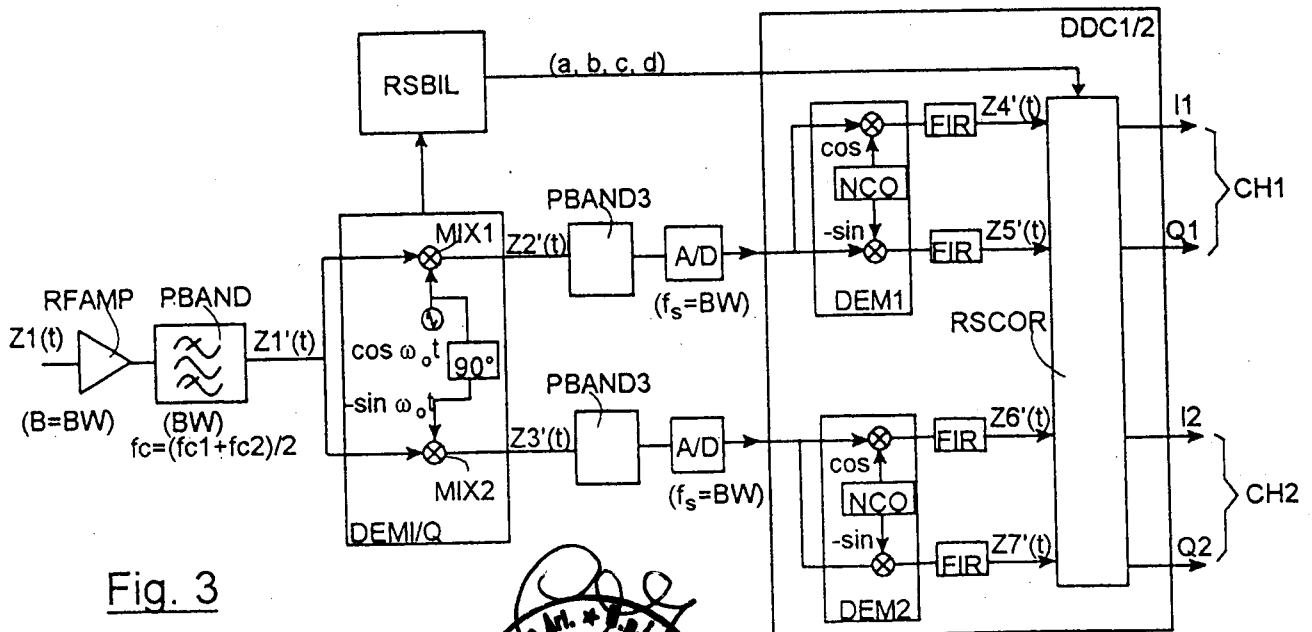


Fig. 3



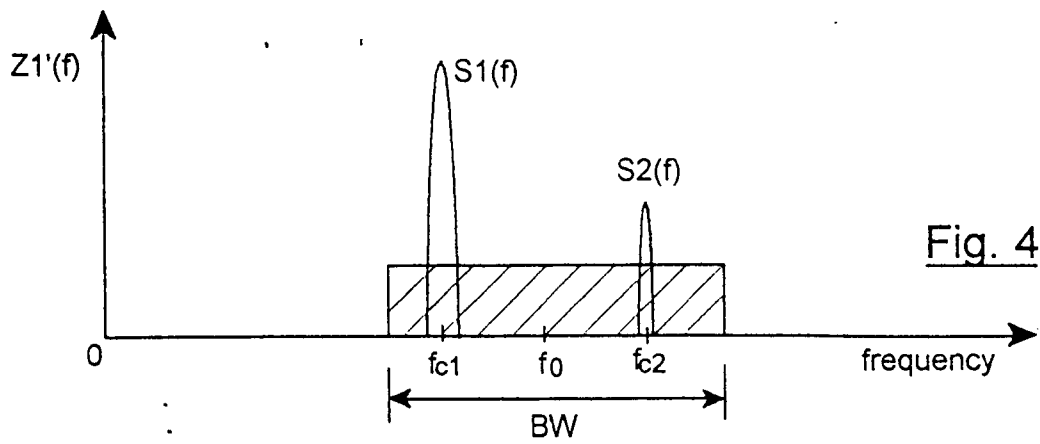


Fig. 4

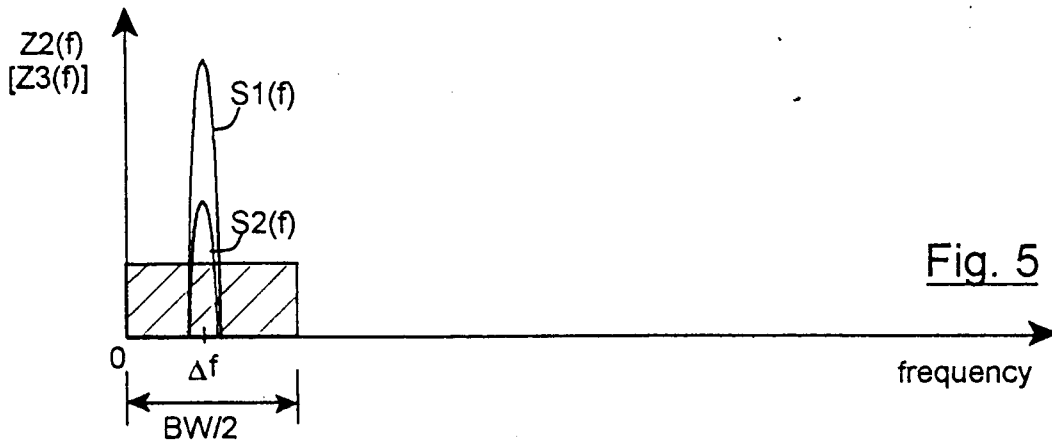


Fig. 5

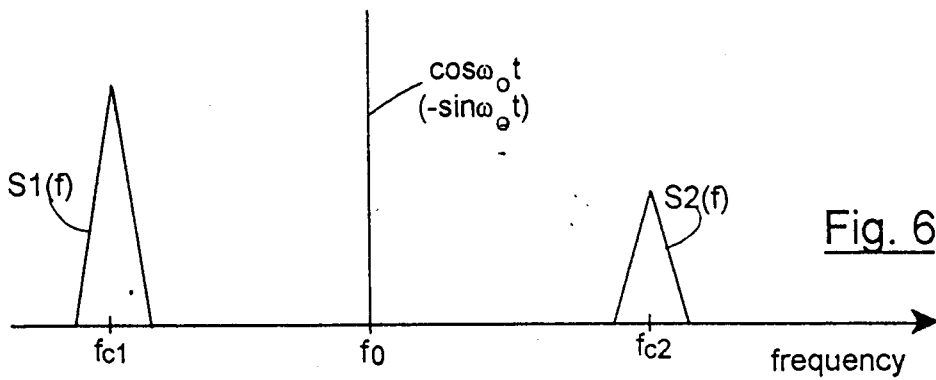


Fig. 6

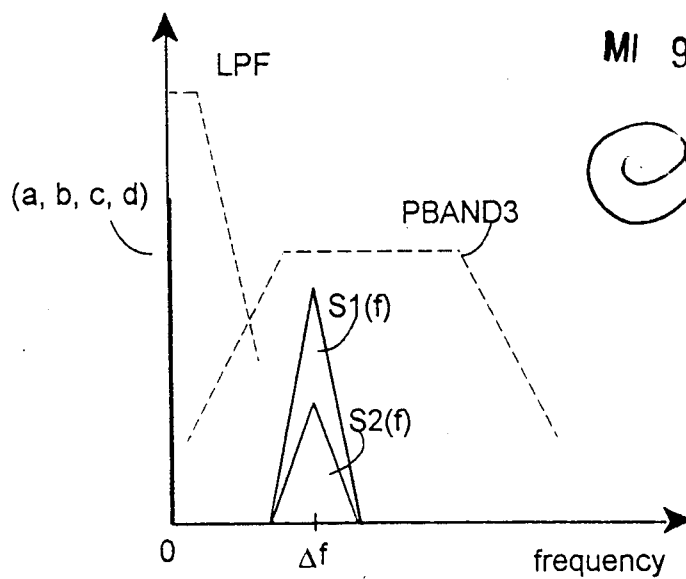
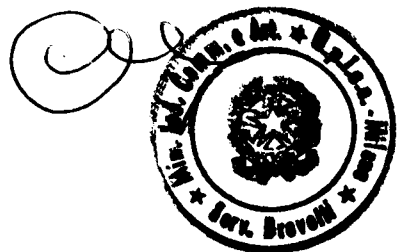


Fig. 7

MI 97 A 20 86



Italtel spa  
 mandatario  
 Ubaldo Giustini

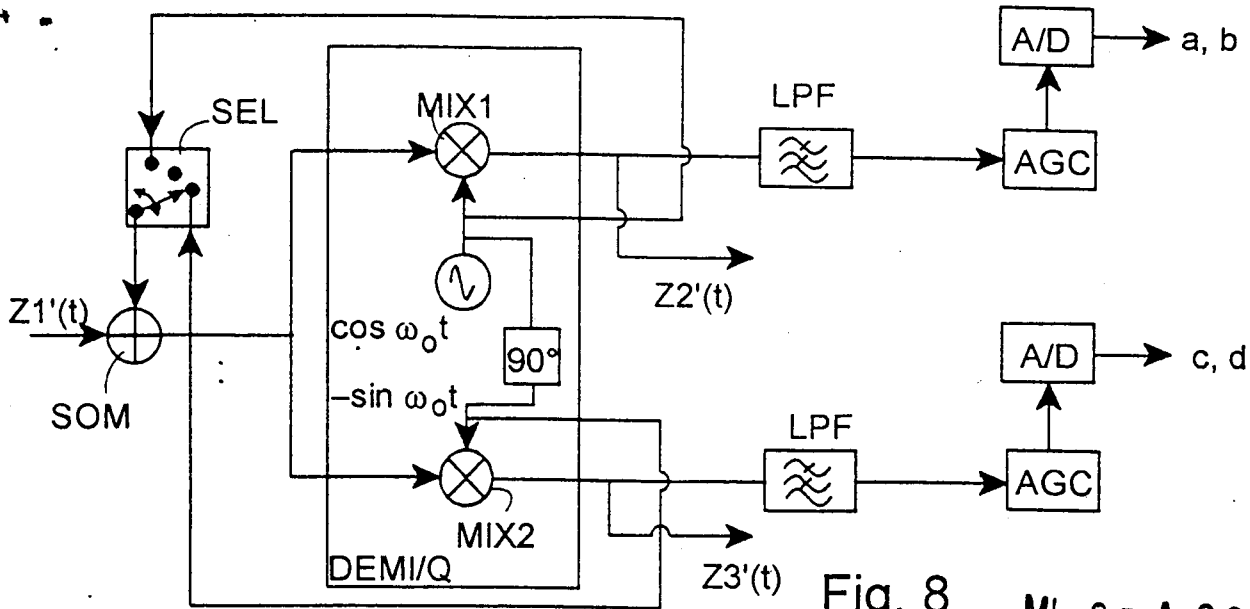


Fig. 8

MI 97 A 20 86

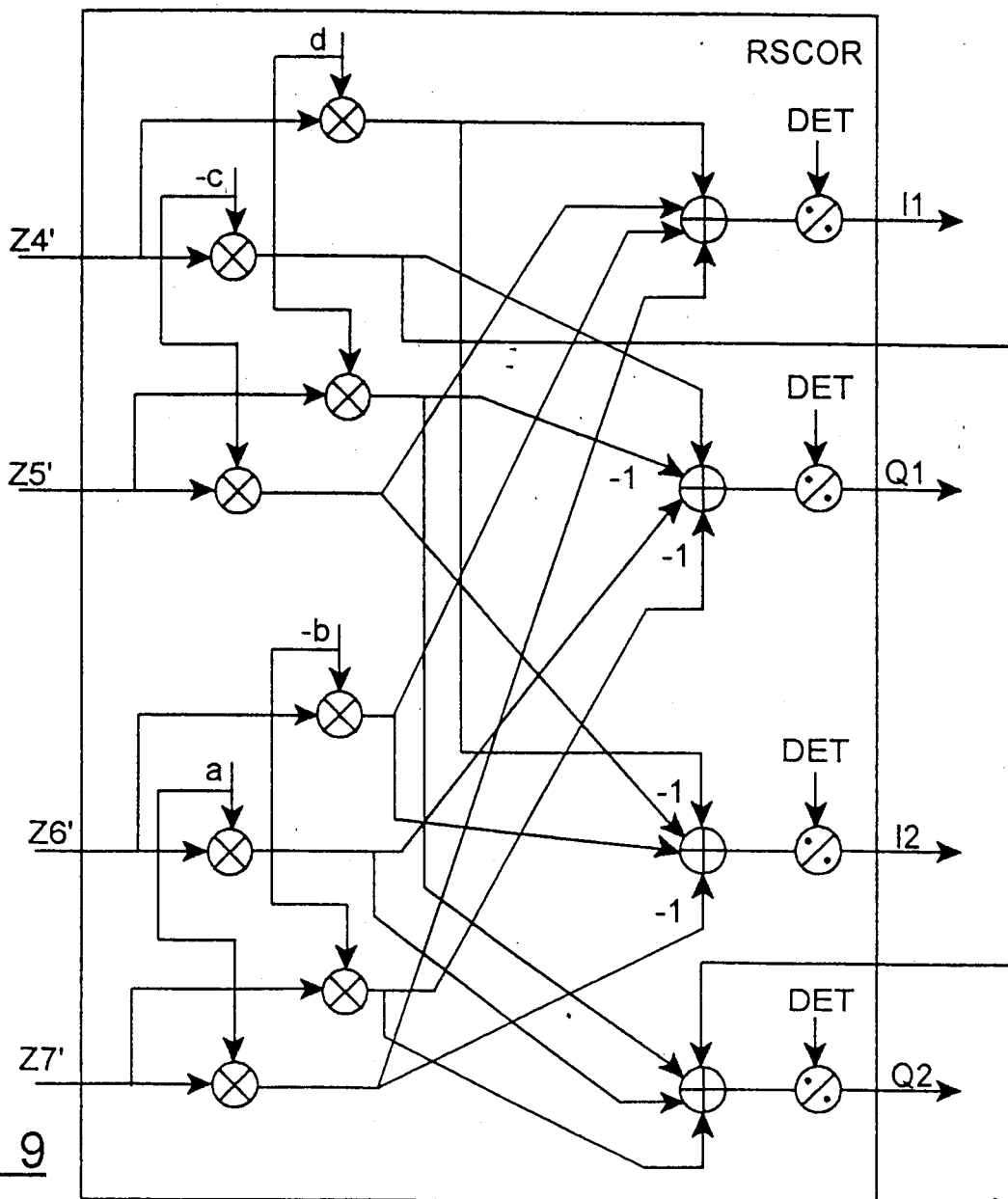


Fig. 9



Italtel sp.a.  
mandatario  
Beno Giustini

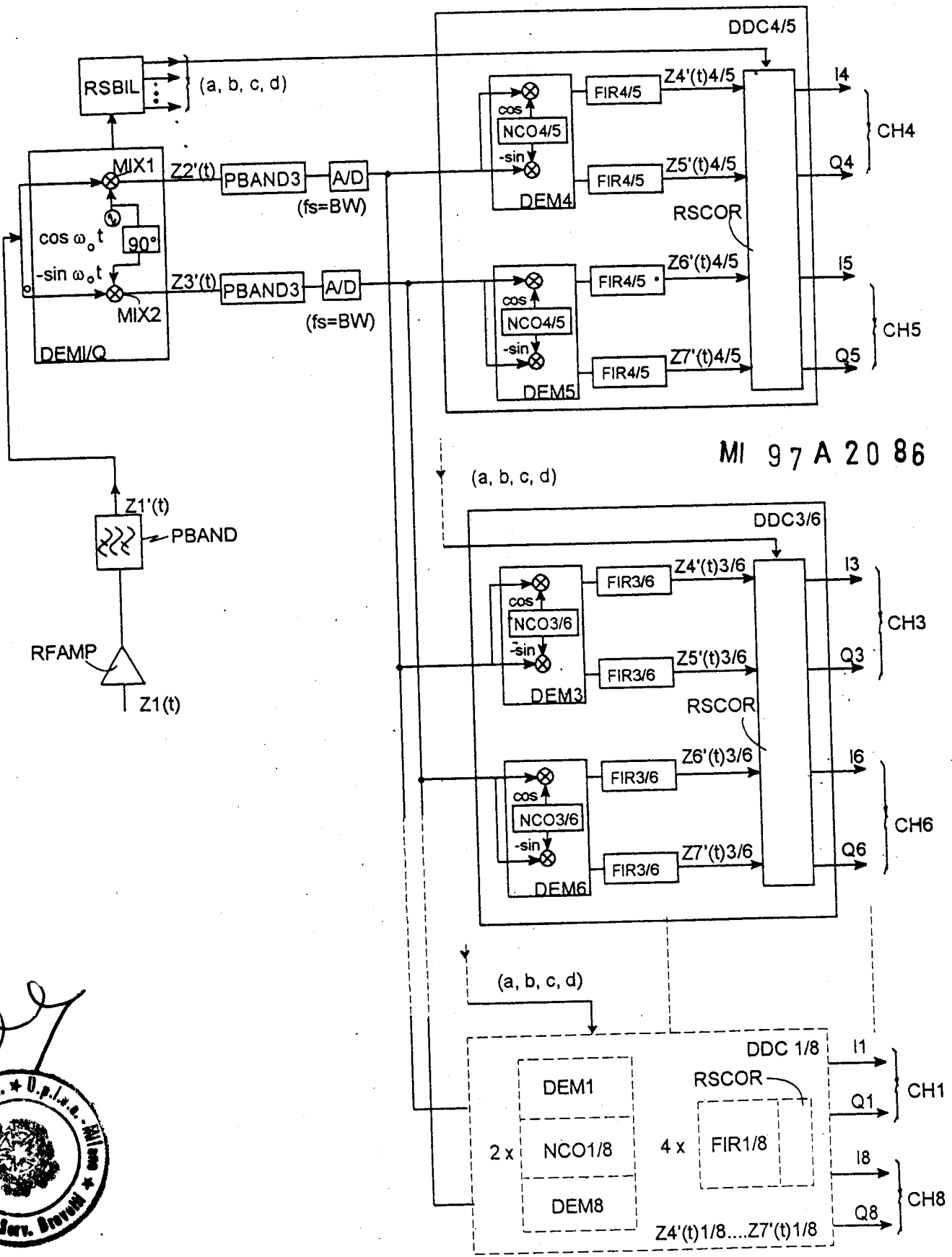
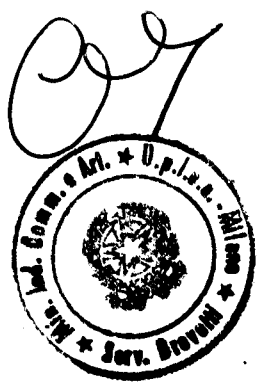


Fig. 10



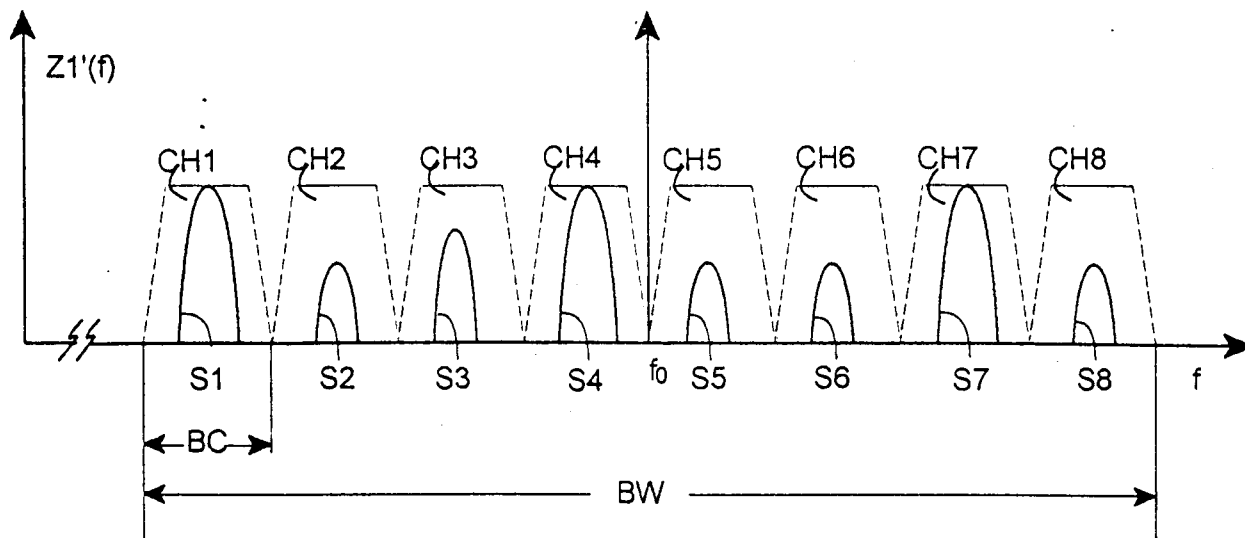


Fig. 11

MI 97 A 20 86

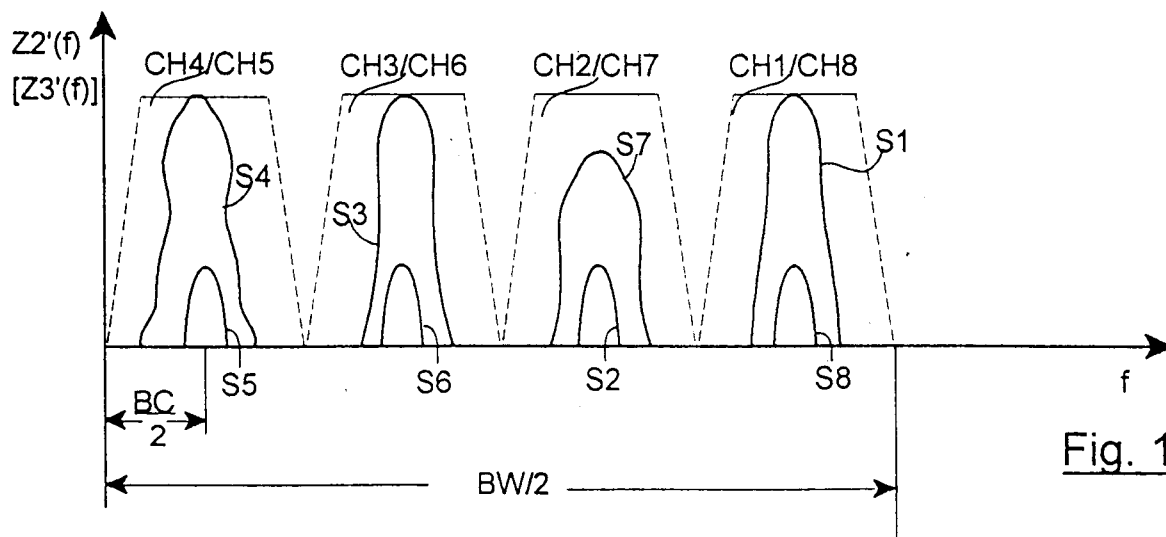
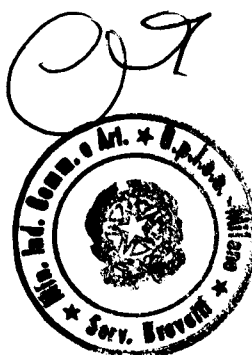


Fig. 12



Italtel spa  
 Il mandatarario  
 Delfo Giustini