

## La telemetria PSK di Oscar-10

di IW3ER-IV3IBX-I8CVS

*A cosa serve? Permette di conoscere ogni 15 secondi lo stato di funzionamento e di navigazione orbitale di OSCAR-10 attraverso 64 canali telemetrici che misurano i parametri più importanti del satellite. Oltre a ciò si ricevono i messaggi tecnici che le "Command Stations" dell'AMSAT si scambiano fra i vari Continenti.*

*Questo articolo è stato scritto in modo elementare da un team di tre OM per divulgare la ricerca e il lavoro svolto in due anni dedicati all'hardware e software nel campo quasi sconosciuto della TLM PSK di OSCAR 10. Le stazioni in grado di decodificare e utilizzare la TLM PSK sono poche in tutto il mondo. Il motivo non risiede tanto nel costo dei mezzi tecnici quanto nella disinformazione su questo argomento.*

*La stessa AMSAT ha dato notizie poco organiche e quelle più importanti finora pubblicate sono contenute in articoli tecnici frammentari a cura di specialisti che danno per scontate delle conoscenze particolari. Noi abbiamo consultato riviste come AMSAT Newsletter, cq-DL, ORBIT, Wireless World, Jamsat Newsletter, Byte ecc. e, sulla scorta dell'esperienza fatta, abbiamo ricucito quanto abbiamo imparato con la speranza di essere utili ai lettori.*

La TLM PSK è ancora considerata argomento destinato alle "Command Stations" e ciò spiega in parte la mancanza di qualcosa facilmente duplicabile dall'OM medio.

Dal punto di vista hardware i demodulatori sviluppati in ordine cronologico sono tre. Il primo è quello di DJ4ZC o dell'AMSAT-DL, indubbiamente il più sofisticato e affidabile, il cui software per Atari 800-XL non è stato rilasciato ad alcuno.

Il secondo demodulatore è di JA1TUR, già pubblicato sul nostro "Satellite News" N° 1983 insieme a un programma molto elementare in basic. I2KBD fece alcune esperienze soddisfacenti con questo demodulatore.

Il terzo demodulatore, di G3RUH, ha il software per computer BBC, una macchina molto popolare in Inghilterra, ma sconosciuta o quasi da noi. L'AMSAT UK vende il programma protetto per il BBC su disco, ma non fornisce il listato neppure alle consorelle straniere.

Ultimamente su AMSAT-DL Journal N°1/86 è apparso un quarto demodulatore PSK chiamato AFREG per Atari 800XL da 64-K il cui software può essere acquistato presso AMSAT-DL. In conclusione, per un motivo o per un altro, esistono schemi elettrici per quattro demodulatori, ma non è disponibile alcun programma da studiare e adattare anche per altri computers e così l'argomento è rimasto avvolto nel mistero.

Tornando indietro nel tempo, quando DJ4ZC venne a Padova per il V Congresso Nazionale AMSAT-Italia, su nostra richiesta ci portò gli schemi e i master del suo demodulatore. Karl disse

Y THIS IS AMSAT OSCAR 10								GMT.22:23: 4		DAY 09/07/84	
ORBIT	935	UM	S.A.	-18 DEG	I.ARRAY	2.2 A.					
SPIN.	32.	RPM	S.S.+Z	22 AL	TEMP.+Z	11.5 C.					
M.A.	111	/256	S.S.-Z	0 8 AL	TEMP.-Z	-1.09 C.					
modo B				IV3 IBX & I8 CVS				modo L			
PAR AVG	9.11	U.	ARRAY 1	74.	MA.	PAR AVG	08 AL				
ATTENUA	-12.5	DB	ARRAY 2	416	MA.	ATTENUA	0 DB.				
TX TEMP	32.6	G.	ARRAY 3	705	MA.	TX TEMP	23.0 G.C				
RX TEMP	15.3	G.	ARRAY 4	0	MA.	RX TEMP	5.49 G.C				
I. BATT	1.13	A.	ARRAY 5	0	MA.	IMP. DCR	30. V.				
V. BATT	14.0	V.	ARRAY 6	0	MA.	MSG RX.	K L M N Y				

subito che non poteva darci aiuto per il software e che ognuno doveva farselo da solo per il suo computer e in funzione di ciò che voleva ottenere.

Felici di quanto ottenuto in hardware, la cui funzione era sconosciuta, IV3IBX e IW3ER attinsero le prime informazioni sulla trasmissione PSK da un articolo fondamentale di DJ4ZC apparso su cq-DL Ottobre 78 e tradotto in inglese su AMSAT-Newsletter N°2 Giugno 1979.

Una seconda fonte indispensabile fu "OSCAR-10 Handbook" dell'AMSAT-UK, contenente il dettaglio di com'è strutturata la TLM PSK di OSCAR-10.

Senza queste informazioni sarebbe stato impossibile capire l'hardware e concepire un programma per demodulare ed elaborare i dati. La situazione in cui si vennero a trovare IV3IBX e IW3ER nell'inverno del 1982 aveva insieme difficoltà di due ordini: comprendere l'hardware e architettare il software per demodulare e decodificare un qualcosa di completamente sconosciuto e che attualmente per tutti, o quasi, è ancora un rumore su cui orientare le antenne.

Come sempre accade, la volontà ha il sopravvento e così, giorno per giorno, fit per fit, dedicando mesi all'oscilloscopio solo per questo, si fece la luce.

A soli sei mesi dal lancio di OSCAR-10 il demodulatore cominciò a funzionare sul computer TRS-80. Il programma era semplice ed essenziale, parte in linguaggio macchina, parte in Basic. I primi blocchi di telemetria e il listato di questo programma furono pubblicati su "Satellite News" N°2/1984. Ormai il più era fatto e OSCAR-10 rivelava ogni giorno cose nuove, concetti rimasti oscuri divennero sempre più chiari.

Quando nel gennaio del 1983 telefonai a DJ4ZC e gli lessi il testo di un suo messaggio a VE1SAT trasmesso in PSK dal beacon di OSCAR-10, Karl rimase da prima interdetto e poi si profuse in una scarica entusiastica di "congratulations" all'indirizzo degli autori.

Il software PSK di OSCAR-10 è stato concepito per il TRS-80, un computer poco popolare da noi, ma diffusissimo in USA. IV3IBX dedica centinaia di ore a miglioramenti e modifiche. Presto avremo il software per Apple e C-64 perché i programmi sono in continua evoluzione.

I demodulatori PSK di OSCAR-10 funzionanti in Europa nel 1983 erano due, uno di DJ4ZC e l'altro di IV3IBX/IW3ER. Oggi, che tutto funziona a dovere e tutto è stato ampiamente collaudato, anche per il prossimo AMSAT-PHASE III-C le stazioni italiane che demodulano la TLM PSK di OSCAR-10 sono aumentate (IV3IBX-IV3TKI-I3PGE-I8CVS), ma sono ancora troppo poche. Per aumentare la schiera desideriamo descrivere il sistema in modo semplice, ma soprattutto descriveremo il software che rappresenta il valore effettivo del demodulatore PSK. In pochi secondi un blocco Q di 512 bites viene automaticamente ricevuto, decodificato, memorizzato, archiviato su disco e ben 64 canali TLM, raggruppati in temperature, tensioni, correnti e dati di navigazione, possono essere analizzati già elaborati nelle loro unità di misura e stampati.

Siamo certi che molti altri OM interessati al traffico via satellite studieranno questi programmi e li adatteranno ad altri computer, allargando così gli orizzonti delle conoscenze in questo campo affascinante che non è limitato soltanto al traffico in CW o SSB



# Spazio Nuova Frontiera

ma che si estende alle tecniche digitali, come il Paksat che rivoluzionerà il nostro modo di vedere e di pensare e di fare un QSO nel futuro ormai imminente.

## Notizie generali sui sistemi di trasmissione dati

Per comprendere come funziona il sistema di trasmissione PSK (Phase Shift Keying), non è possibile iniziare con la descrizione dei circuiti elettrici di un demodulatore PSK. Senza avere la pretesa di dire tutto e di dirlo bene, riteniamo che sia indispensabile assimilare separatamente pochi principi che sono alla base di questo interessante modo di trasmissione digitale.

I radioamatori hanno usato da sempre i sistemi di trasmissione digitali. Il termine digitale vuol dire semplicemente che vengono trasmesse due condizioni di stato, una è ON e l'altra è OFF. Ognuna di queste condizioni si chiama bit. Le comunicazioni in codice Morse, se non addirittura il TamTam, sono un esempio di trasmissione digitale. La tecnica classica di ricezione in CW è tale che le stesse orecchie e il cervello umano funzionano da decodificatore dei segnali.

In RTTY, invece, è solo la macchina ad effettuare la decodifica e perciò la tecnica di trasmissione di questi dati deve essere compatibile con la tecnica di ricezione usata dalla telescrivente. Alcuni teorici hanno approfondito gli studi per trovare i limiti di prestazione che ci si possono attendere da un sistema di trasmissione digitale ottimizzato e qual'è l'efficienza degli attuali sistemi in uso.

Forse il più importante contributo a queste ricerche fu pubblicato nel 1948 da Shannon nel suo "Information Theory of Communications". Una delle leggi più importanti enunciate da Shannon è la seguente:

"Ciascun canale di informazione è limitato dal suo rapporto Segnale/Rumore e dalla sua banda passante e possiede altresì una capacità teorica limite di informazione ( $C = \text{Bits/Secondo}$ ) che non può essere superata.

La capacità di informazione è data dalla seguente relazione:

$$C = B \log_{10} \left( 1 + \frac{S}{N_0} \right) B$$

dove:

$B$  = Banda passante;  $S$  = Intensità del segnale;  $N_0$  = Livello di rumore per  $H_z$  di banda passante.

Nelle applicazioni pratiche i risultati teorici del lavoro di Shannon sono stati confermati con molta lentezza ed è stato necessario attendere l'attuale progresso tecnologico.

In generale, nelle telecomunicazioni digitali, l'obiettivo finale da raggiungere è quello che durante la trasmissione di ciascun Bit (1) oppure (0), il ricevitore sia in grado di decidere in modo univoco se è stato trasmesso un (1) oppure uno (0).

Per fare un esempio abbastanza noto, il sistema più semplice di demodulazione usato in RTTY impiega due filtri le cui bande passanti corrispondono alle frequenze di due toni. Un filtro lascia passare il segnale trasmesso durante uno (0) e l'altro filtro il segnale trasmesso durante un (1). Durante la durata di un bit, che può essere uno 0 o un (1), il ricevitore "misura" contemporaneamente le uscite dei due filtri e alla fine del bit decide quale uscita dei due filtri è stata mediamente più ampia e quindi è in grado di stabilire se è stato trasmesso un bit (0) oppure un bit (1). Un perfezionamento notevole del sistema è possibile se anziché va-

riare la frequenza della portante (FSK), si fa variare la sua fase. In questo caso, che ci interessa direttamente, il cambiamento di stato logico "Keying" che genera i bit (0) e (1) può essere ottenuto variando la fase della portante (per es. di  $90^\circ$ ). Si può dimostrare che il sistema di cambiamento di stato logico a mezzo di spostamento di fase, Phase Shift Keying (PSK), è attualmente il metodo che introduce meno errori degli altri se l'unica fonte di interferenza sul segnale è il rumore intrinseco del ricevitore più il rumore galattico. Questa situazione è la più comune che si incontra nel downlink dei satelliti.

## Principio di funzionamento della "Phase Shift Keying" (PSK)

Il principio di funzionamento della codifica a shift di fase di  $90^\circ$  è il seguente. Una transizione da uno stato logico all'altro, da (0) a (1) o viceversa, si ottiene passando *dalla portante, alla stessa, sfasata di  $180^\circ$  ( $\pm 90^\circ$ )*. Osserviamo la fig. 1. La portante del trasmettitore ha un andamento sinusoidale. Supponiamo che ad un dato istante la portante passi per lo zero in A e si debba generare un bit qualsiasi, (0) oppure (1). Siccome la portante si sta avviando verso i valori negativi passando per  $-90^\circ$ , l'effetto del bit sarà quello di fermare questo andamento e farlo ripartire dallo zero, ma verso i valori positivi passando per  $+90^\circ$ . In altri termini il bit ha sfasato la portante rispetto a se stessa di  $180^\circ$ .

Se non ci fossero da generare altri bit, non avverrebbero più transizioni e così la portante continuerebbe indefinitamente nel suo andamento sinusoidale a ripartire da A dove è avvenuta la transizione. Le transizioni avvengono sempre al passaggio per lo zero che segna ogni volta la nuova fase assoluta della portante. Se arrivati in B si deve generare un altro bit, (0) oppure (1), giacché l'andamento della portante (fig. 1) è verso  $+90^\circ$  la transizione avrà l'effetto di sfasare nuovamente la portante di  $180^\circ$ , ma questa volta verso la semionda negativa, ossia verso  $-90^\circ$ . Il processo si ripete così ogni volta che arriva una transizione dovuta ai bits (0) e (1) o viceversa. Da questa situazione si comprende subito che, non potendosi conoscere la fase assoluta della portante a priori, non si potrà mai sapere in quale stato logico ci si trova, (1) o (0), e quindi in quale altro stiano passando. Si sa soltanto che c'è stata una transizione, uno sfasamento della portante di  $180^\circ$  e basta (fig. 1).

A prima vista questo sistema appare giustamente ambiguo perché gli stati logici (1) potrebbero essere considerati degli (0) e viceversa. Il sistema invece funziona perché si utilizza un principio molto intelligente. I bit così come sono trasmessi o ricevuti non hanno nessun significato nel formare il dato. Il significato di dato scaturisce dalla differenza fra ogni bit e il suo bit precedente.

Facciamo un esempio: se il trasmettitore invia una sequenza di bits 111010100 che però vengono ricevuti invertiti come 000101011 la cosa non ha alcuna importanza. Consideriamo infatti la serie di bits 111010100. Il primo bit trasmesso è un (1) e il secondo bit è un altro (1). Il secondo bit trasmesso è ovviamente quello attuale mentre il primo bit è quello precedente. Se inviamo insieme questi due bit (1) all'ingresso di una porta logica OR-esclusivo otterremo in uscita uno (0) che rappresenta il dato decodificato. Se rifacciamo lo stesso ragionamento a coppie di bits attuali e precedenti per tutta la serie di bits trasmessi, ci accorgeremo subito che in uscita si otterrà una sequenza di bit decodificati in modo univoco, ossia sempre uguale, secondo la tabella della verità dell'OR-esclusivo (fig. 2).

I vantaggi del sistema PSK sono evidenti se si pensa che tutto viene ottenuto con l'uso di una sola frequenza sfasando la quale si ottiene la modulazione. Nella FSK invece, si usano due frequenze trasmesse alternativamente. Su OSCAR-10 si è scelta la prima delle due possibilità perché la PSK, fra l'altro, occupa una banda passante minore (circa 2 kHz), e permette rapporti S/N migliori a parità di potenza irradiata. Per contro i vantaggi della modulazione PSK si pagano, perché le maggiori difficoltà di demodulazione richiedono tecnologie più sofisticate.

È bene convincersi a fondo sul principio di funzionamento PSK descritto inizialmente in modo così essenziale e se non è chiaro è necessario pensarci fino a quando lo divenga.

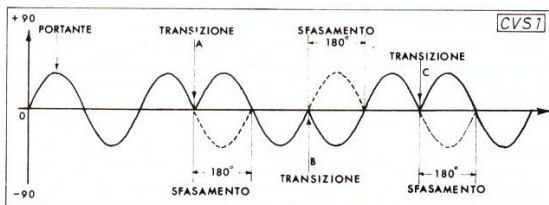


Fig. 1



## Prestazioni del sistema PSK

In PSK si impiega un flusso continuo di dati formati da un numero ininterrotto di bits in cui la durata di ognuno è costante nel tempo.

Questo tipo di trasmissione dati è chiamato "sincrono" e richiede l'uso di un computer per la decodifica ed elaborazione degli stessi. Molti sistemi però funzionano in modo "asincrono", come la telescrivente che attende i bit e funziona soltanto quando viene trasmesso un carattere.

Il sistema di trasmissione sincrono in PSK è stato ampiamente usato dalle sonde planetarie "Mariner" inviate verso Marte e Venere e proprio il suo basso livello di errori ha contribuito in modo decisivo all'eccellente successo delle missioni. Anche le foto della cometa di Halley trasmesse dalla sonda Giotto, una ogni 4 secondi, erano in PSK. L'impresa, trasmessa in diretta alla TV, ha impressionato anche gli esperti.

I satelliti AMSAT-PHASE III, OSCAR-10 e successivi, impiegano un computer di bordo per il controllo operativo, di stabilizzazione e di assetto. Allo scopo di concatenare fra loro tutte le possibili funzioni degli organi componenti il satellite, il computer deve essere riprogrammabile periodicamente attraverso un software caricato da terra. Ciò richiede un link di telecomunicazione digitale fra le stazioni terrene di controllo e il satellite. L'obiettivo principale dell'AMSAT è stato quello di utilizzare il più possibile l'esperienza maturata con le missioni del Mariner, ma nello stesso tempo di eliminare i perfezionismi raffinati in

Fig. 2

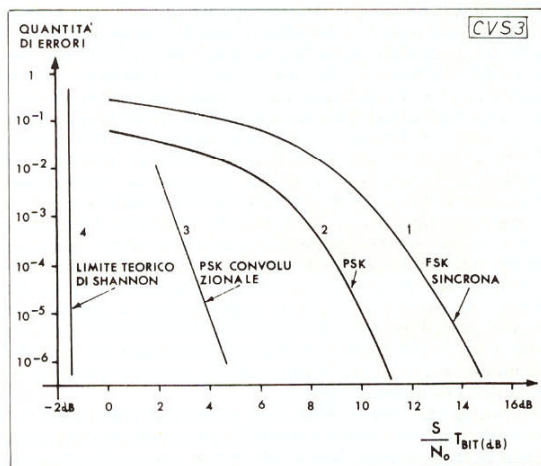
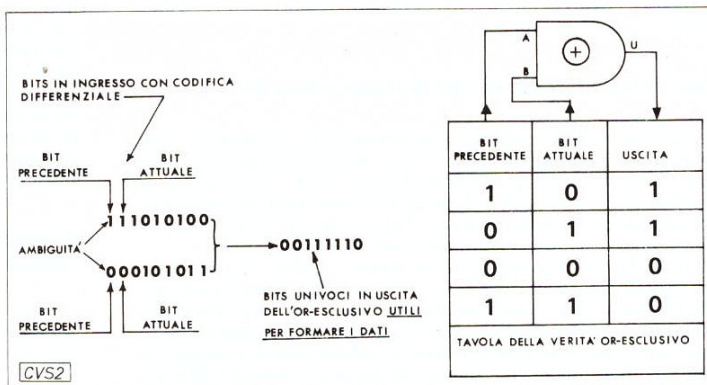


Fig. 3 - Quantità di errori verificabili con diversi sistemi di trasmissione digitale sincrona a parità di rapporto Segnale/Rumore.  $T_{BIT}$  - durata di un bit;  $S$  - intensità del segnale;  $N_0$  - potenza di rumore per Hz di banda passante. 1) nota: curva 1 FSK sincrona. Non è valida per un normale sistema RTTY che è asincrono. 2) PSK ( $\pm 90^\circ$ ). 3) PSK ( $\pm 90^\circ$ ) codificata convoluzionale a 8 bit in cui la quantità di bit dati è la metà dei bit totali. Codifica Viterbi. 4) Limite teorico di Shannon.

PSK per rendere il sistema accessibile alle possibilità tecniche dei radioamatori. Anche con tecniche PSK semplificate tuttavia, è stato possibile ottenere risultati molto vicini a quelli ottimali. In queste condizioni, nonostante la bassa potenza del beacon a 145,810 MHz, 2,5 W, il computer a terra può utilizzare i dati trasmessi a 400 bit/sec senza errori, in assenza di QSB, quando il rapporto S/N è soltanto 4 dB con 2,5 kHz di banda passante.

Gli studi fatti sulla capacità limite d'informazione  $C$  del down-link fra OSCAR-10 e stazione terrena indicano che il valore ottimale di velocità di trasmissione dati è di 500 bit/sec. In pratica però è stata scelta una velocità più bassa, pari a 400 bit/sec per comodità. Infatti il computer di OSCAR-10 ha già un clock interno a 50 Hz (20 millisecondi) che serve a diverse funzioni di sincronizzazione come ad esempio la telemetria in RTTY.

La scelta di una sola frequenza di clock a 400 Hz semplifica tutta l'elettronica del satellite, perché 400 Hz: 8 = 50 Hz e infatti:

1 Byte = 8 bits  
400 bit/sec : 8 bit = 50 bytes/sec  
1000 ms : 50 byte = 20 ms per byte  
20 ms : 8 = 2,5 ms per bit

## Il sistema PSK e l'immunità dagli errori

Finora i sistemi di trasmissione digitali usati dai radioamatori si sono orientati fra il CW e la FKS con tutte le possibili evoluzioni tecnologiche applicabili a questi sistemi. Vediamo da vicino quali sono i vantaggi che ci offre la PSK.

La fig. 3 mostra la quantità di errori verificabili con diversi sistemi di trasmissione digitale a parità di rapporto S/N. Siccome l'obiettivo dell'AMSAT mira a una quantità di errori pari a un bit ogni 100.000 (cioè  $10^{-5}$ ), si vede che la FSK sincrona dovrebbe avere un segnale che arriva con un rapporto S/N maggiore di 4 dB rispetto a quello di un segnale PSK a parità di numero di errori.

Bisogna considerare fra l'altro che la FSK sincrona rappresenta già un notevole perfezionamento rispetto alla nostra FSK asincrona usata in RTTY. La PSK più sofisticata con codifica detta "convoluzionale", quella del Mariner per intendersi, permette addirittura un ulteriore miglioramento di oltre 5 dB rispetto alla PSK convenzionale e perciò un totale di ben 9 dB rispetto alla FSK sincrona e il tutto a parità di rapporto S/N.

Per OSCAR-10 è stata scelta la PSK di curva N°2 perché questo segnale può essere trasmesso in SSB con una banda passante di circa 2 kHz. Al contrario i sistemi FSK di curva 1 e PSK convoluzionale di curva 3 avrebbero richiesto una larghezza di banda maggiore.

Per demodulare i segnali PSK trasmessi da OSCAR-10 occorre soltanto un normale RX in SSB, un demodulatore al cui ingresso



# Spazio Nuova Frontiera

sia applicata la bassa frequenza del ricevitore e un computer. Tutto ciò rientra abbastanza bene fra le massime prestazioni della PSK e le modeste attrezzature dell'OM medio.

## La codifica bifase dei dati nel sistema di trasmissione PSK

Per utilizzare il segnale PSK ricevuto a terra bisogna disporre dei dati trasmessi, ma anche della frequenza del clock che è servita a generare le transizioni sulla portante del satellite. È quindi necessario che in un modo o in un altro il satellite ci fornisca i dati (D) e il suo clock (CL).

Il segnale PSK trasmesso da OSCAR-10 contiene nello stesso tempo entrambe le informazioni, ossia i dati (D), ma anche la frequenza del clock (CL) del satellite (fig. 5).

Il fatto interessante è che queste due informazioni sono *mescolate insieme e contenute entrambe in ciascun bit*. Questo processo, fondamentale nel prosieguo di tutto il discorso, si chiama "codifica bifase" e va digerito molto attentamente. Il segnale trasmesso dal satellite è perciò costituito dai dati (D) più il clock (CL) che d'ora in poi chiameremo (D+CL).

Vediamo come avviene la codifica bifase a bordo di OSCAR-10. I bits costituenti i dati sono applicati ad uno degli ingressi di una porta logica OR esclusivo. All'altro ingresso dell'OR-esclusivo è applicato il segnale del clock a 400 Hz. In questa maniera ogni bit passa attraverso la porta quando questa viene abilitata dal clock. Ogni singolo bit è dunque codificato dal clock. L'effetto più importante di questo processo è quello che ogni singolo bit, sia (0) o sia (1), cambia stato esattamente al suo centro, ossia a metà del suo periodo (fig. 5).

In questo modo anche il bit (0), che ha sempre stato logico basso, viene ad avere per metà tempo (1,25 ms) stato logico basso e per l'altra metà di tempo (1,25 ms) stato logico alto. Così facendo anche una trasmissione continua di zeri avrà un significato perché durante tutto il tempo dei bit (0) l'OR-esclusivo lascia passare inalterata la forma d'onda del clock. L'OR-esclusivo è una porta logica la cui uscita è (0) se i suoi ingressi sono al medesimo stato logico, ed è (1) se i suoi ingressi hanno stato logico diverso (fig. 3).

Con questo sistema di codifica chiamato "bifase", l'informazione di frequenza e fase contenuta nel clock viene ad essere sovrapposta alla forma d'onda del flusso dei dati. In seguito, nel processo di demodulazione a terra, come vedremo, sarà possibile riottenere i dati (D) e il clock (CL). È evidente che la codifica bifase cambia per così dire "i connotati" alla forma d'onda dei dati (fig. 5) perché il bit (1) che dovrebbe essere sempre a stato logico alto, contiene al centro una *transizione* da alto a basso nell'istante in cui il clock passa da basso ad alto. Viceversa il bit (0), che dovrebbe essere sempre a stato logico basso, contiene al centro una transizione da basso ad alto che avviene nell'istante in cui il clock passa da basso ad alto.

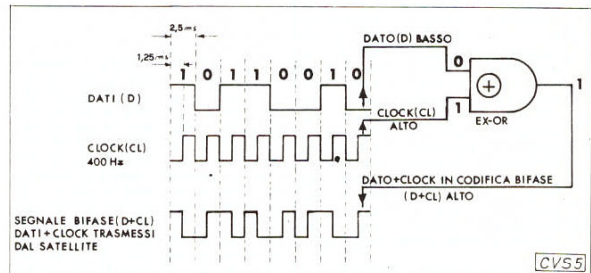
Questa trasformazione della forma d'onda dei dati, che ora però contengono anche l'informazione della frequenza del clock non deteriora le caratteristiche del segnale perché durante il processo di demodulazione sarà possibile recuperare il clock. Il clock ci permetterà di ricostruire alla rovescia l'esatta forma d'onda dei dati (0) ed (1) così com'erano all'origine.

Il processo di *codifica bifase* è riportato in fig. 5. È necessario convincersi a fondo del suo funzionamento e della sua importanza perché diversamente il resto dell'argomento non sarebbe comprensibile.

Facciamo delle ulteriori riflessioni. A causa della codifica bifase (fig. 5), ogni singolo bit, sia esso uno (0) oppure un (1) contiene metà tempo in cui il suo valore è zero e metà tempo in cui il suo valore è uno. Di conseguenza ne deriva che l'ampiezza della portante è mediamente zero, ovvero è soppressa. Ciò rappresenta un notevole vantaggio perché il satellite consuma meno energia, come avviene in SSB, o meglio DSB (Double Side Band). Questo vantaggio però comporta un problema in quanto per demodulare i dati bisogna rigenerare *in frequenza e fase* la portante soppressa. Tutto ciò non è necessario nella normale ricezione audio SSB e tutti sappiamo che anche una differenza di 100 Hz non comporta la perdita di comprensibilità.

Continua

**Fig. 5 - Codifica bifase:** i dati (D) e il clock (CL) vengono trasmessi sullo stesso canale combinandoli in modulazione bifase (D+CL). Il modo più semplice per visualizzare il processo di modulazione (D+CL) è quello di osservare la forma d'onda del clock (CL) che viene trasmessa invariata durante i bit zero (0) e trasmessa invece con polarità opposta (180° di sfasamento) durante i bit (1). Il segnale (D+CL) si può decodificare facilmente disponendo nel demodulatore dell'esatta ricostruzione del clock che deve avere la stessa frequenza e la stessa fase di quello usato per la codifica bifase.



INFORMAZIONI TRA STAZIONI DI CONTROLLO BLOCCO N

N DE HEISAT ORBIT 9361KARL GOOD TO HR YOU ON THE PHONE HOPE ALL WENT OK IN MONTREAL. IF I HERE TO LOAD DATA ON ORBIT 9940 THIS IS WHAT I WOULD DO:

8200 29120 200 9000 31850 200 04F80 TORQUE

OF COURSE I WOULD WATCH ORBIT 9942 JUST IN CASE ...

PSE CHECK THE END HEX NR ON THE 2ND LINE OF RAW TLM BLOCK

IN B MODE WITH BEACON ON ENGER HE SHOULD HAVE 00029 ...

NOW I SEE 00009...MERR= 2 APP 10 PER 3 INBETWEEN. 73 RANDY

Per riprendere la ricezione della telemetria batti < G >

Per la stampa del blocco in video batti < S >

Per richiamare il Programma A010PSK1/BAS batti < P >

Per richiamare il Programma A010FILE/BAS batti < F >

Per visualizzare gli altri blocchi batti < V >

INFORMAZIONI TRA STAZIONI DI CONTROLLO BLOCCO Y

Y HI! THIS IS AMSAT OSCAR 10 22:27:39 2442

00000 00020 00000

64 7 0 0 13 225 0

205 0 135 0 196 0 104 116 212 51 151 0 104 47 109 56

0 23 130 0 27 25 140 130 0 0 135 142 116 0 135 166

67 136 142 13 199 169 139 12 178 149 140 123 225 130 140 13

198 140 125 12 193 152 137 0 10 142 141 0 110 135 130 0

Per riprendere la ricezione della telemetria batti < G >

Per la stampa del blocco in video batti < S >

Per richiamare il Programma A010PSK1/BAS batti < P >

Per richiamare il Programma A010FILE/BAS batti < F >

Per visualizzare gli altri blocchi batti < V >

M THIS IS AMSAT OSCAR 10 GNT.21:29:36 DAY 09-08-04			
ORBIT 937 0 UM	S.A. -17 DEG	L.ARRAY .94 A.	
SPIN. 94. RPM	S.S.+2 15 AL	TEMP.+2 10.9 C.	
N.A. 196 /256	S.S.-2 0 VAL	TEMP.-2 -1.64 C.	
modo B IV3 IIR & IS CVS modo L			
PAR AVG 08 IL	ARRAY 1 0 NA.	PAR AVG 2.88 IL	
ATTENRA 02 DB	ARRAY 2 255 NA.	ATTENRA 65 DB.	
TX TEMP 35.4 G.	ARRAY 3 0 NA.	TX TEMP 25.8 G.C	
RX TEMP 13.7 G.	ARRAY 4 0 NA.	RX TEMP 5.49 G.C	
I. BATT .474 A.	ARRAY 5 0 NA.	IMP.DCR 37. V.	
V. BATT 14.5 V.	ARRAY 6 247 NA.	HSG RX K.L.H.N.Y	



## La telemetria PSK di Oscar-10

### Parte seconda

#### di IW3ER-IV3IBX-I8CVS

Per rigenerare la portante soppressa è usato un criterio molto originale: se riceviamo il beacon di AO-10, noi ricaviamo un segnale audio all'uscita BF del ricevitore SSB dovuto al battimento fra il segnale in arrivo e il BFO. Questo battimento si sceglie a  $1350 \text{ Hz} \pm 150 \text{ Hz}$  per comodità di banda passante del ricevitore. Tutto il ricevitore, dall'ingresso all'uscita di BF va visto come se fosse un convertitore di frequenza da  $145 \text{ MHz}$  a  $1350 \text{ Hz}$  e perciò la BF non è altro che un segnale a FI dell'ultima conversione di frequenza, ove il BFO è l'ultimo oscillatore locale del ricevitore. Sostanzialmente lo spettro ricevuto a  $145 \text{ MHz}$  è convertito in un segnale audio a  $1350 \text{ Hz}$  senza alcun cambiamento rispetto a quello originale e che suona pressappoco Bi..BoLoBoLo...

Questo segnale DSB, a doppia banda laterale e portante soppressa, modulato dai dati codificati bifase, viene applicato all'ingresso del demodulatore PSK e questo, per prima cosa, deve ricostruire la portante soppressa.

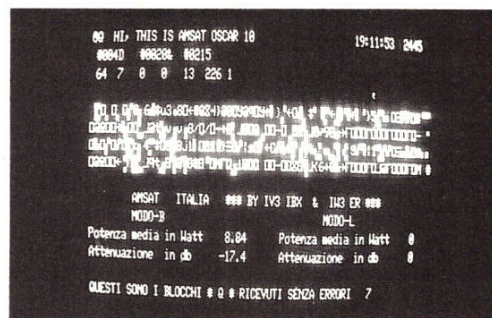
Il principio usato è il seguente: il segnale di BF centrato a  $1350 \text{ Hz} \pm 150 \text{ Hz}$  dovuto al battimento fra il segnale in arrivo e il BFO del ricevitore in SSB, cambia continuamente di fase fra  $0$  e  $180$  gradi a causa della modulazione PSK. Duplicando  $1350 \text{ Hz}$  otteniamo un segnale a  $2700 \text{ Hz}$  in cui anche la sua variazione di fase si raddoppia e perciò varia fra  $0$  e  $360$  gradi. Siccome  $0$  e  $360$  si equivalgono e non cambiano la fase, avremo rigenerato un segnale a  $2700 \text{ Hz}$  la cui frequenza è doppia di quella della portante che ci serve. La frequenza della portante a  $1350 \text{ Hz}$  si può riottenere poi facilmente dividendo per due questo segnale a  $2700 \text{ Hz}$ .

Sfortunatamente la portante a  $1350 \text{ Hz}$  potrebbe essere ancora sfasata di  $180$  gradi rispetto a quella trasmessa dal satellite. Se utilizzassimo questa portante per demodulare i dati, i bit (0) potrebbero essere ricevuti in modo ambiguo e diverrebbero (1) o viceversa, ma come abbiamo visto ciò non è un problema perché la *decodifica differenziale*, cui si è accennato, risolve ogni ambiguità.

L'importante non è tanto che il demodulatore PSK ricostruisca la fase assoluta della portante, ma che sia invece in grado di mantenersi *assolutamente agganciato in frequenza e fase* alla portante, qualunque fase abbia.

E' ovvio che una volta tenuta agganciata la fase, la ambiguità viene risolta, in quanto la tecnica scelta della decodifica differenziale lascia lo stato logico dei bit nell'incertezza di una possibile trasposizione fra (0) e (1) e viceversa.

Riassumendo: la portante rigenerata potrebbe essere sfasata di  $180$  gradi rispetto a quella del satellite e demodulare i bit restituendoli invertiti di stato. Ciò non interessa perché il bit trasmesso non viene mai utilizzato direttamente attribuendogli il valore di *bit buono* per formare il dato. Al contrario il bit buono e *non ambiguo* risulta sempre dalla differenza fra i due ultimi bit trasmessi. Se i due ultimi bit hanno lo stesso stato logico è stato trasmesso uno (0), se invece lo stato logico è diverso è stato trasmesso un (1).



Con il "raggiro" della codifica differenziale, la polarità del segnale trasmesso non ha più importanza e l'ambiguità dovuta allo sfasamento di  $180$  gradi della portante ricostruita viene cancellata. Si è insistito su questo concetto perché il sistema PSK di AO-10 non sarebbe comprensibile senza una visione chiara dei due principi fondamentali della *decodifica differenziale* e della *codifica bifase*.

Ciò premesso, il demodulatore completo per la decodifica della TLM PSK di AO-10 si compone dei seguenti moduli, che saranno descritti con i loro dettagli.

Analizziamone sommariamente le funzioni.

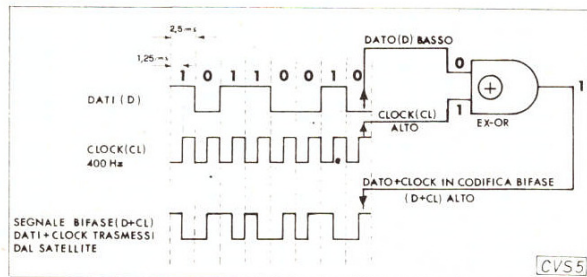
### AFDEM Audio Frequency Demodulator

Questo modulo riceve il segnale a  $1350 \text{ Hz} \pm 150 \text{ Hz}$  dal ricevitore SSB e ne limita l'ampiezza mediante un comparatore. Il segnale PSK viene applicato ad un raddrizzatore a due semionde che ne raddoppia la frequenza: questa nuova frequenza di  $1350$  per  $2$ , cioè di  $2700 \text{ Hz}$  viene fatta passare prima attraverso un filtro passa-banda e poi squadrata. Questa onda quadra a  $2700 \text{ Hz}$  viene usata come riferimento in un PLL che serve per ricostruire l'onda portante in frequenza e fase.

La portante a  $1350 \text{ Hz}$  è usata per demodulare il segnale di un amplificatore operazionale funzionante da rivelatore a prodotto.

Dopo il passaggio attraverso un altro filtro passa-basso, i dati più il clock ( $D + CL$ ) sono presenti insieme, indivisi, in codifica bifase, all'uscita di una porta OR-esclusivo. All'uscita del modulo bifase ( $D+CL$ ) riportato in fig. 5 (vedi la precedente puntata in RR 9/86).

Fig. 5 - Codifica bifase: i dati (D) e il clock (CL) vengono trasmessi sullo stesso canale combinandoli in modulazione bifase ( $D + CL$ ). Il modo più semplice per visualizzare il processo di modulazione ( $D + CL$ ) è quello di osservare la forma d'onda del clock (CL) che viene trasmessa invariata durante i bit zero (0) e trasmessa invece con polarità opposta ( $180^\circ$  di sfasamento) durante i bit (1). Il segnale ( $D + CL$ ) si può decodificare facilmente disponendo nel demodulatore dell'esatta ricostruzione del clock che deve avere la stessa frequenza e la stessa fase di quello usato per la codifica bifase.









## La telemetria PSK degli Amsat - Oscar

### AFDEM

#### Audio Frequency Demodulator

Parte terza

di IW3ER - IV3IBX - I8CVS

Prima di entrare nei dettagli dell'AFDEM, Audio Frequency Demodulator (demodulatore a frequenza audio) è necessario approfondire alcuni concetti sulla PSK e relativi metodi di demodulazione, appena accennati nella precedente puntata. Trattasi di una tecnica che nelle applicazioni amatoriali è del tutto nuova.

In tutti i demodulatori di tipo digitale la funzione di riconoscimento dei simboli ricevuti viene svolta da un dispositivo detto "Organo di decisione" che rappresenta l'elemento principale del ricevitore numerico e che deve agire con un ritmo pari alla cadenza di trasmissione dei simboli in linea.

Ogni demodulatore digitale comprende dei dispositivi di temporizzazione che riconoscono la cadenza di trasmissione del segnale ricevuto e determinano gli istanti di decisione in cui i valori delle forme d'onda ricevute vengono osservati.

Dato che i simboli trasmessi appartengono ad un insieme limitato, la qualità del collegamento risulta determinata dal tasso di errore, ossia dalla frequenza con cui la stima del simbolo trasmesso, eseguita dall'organo di decisione, risulta errata. Infatti a valle di tale organo non resta più traccia delle distorsioni e dei disturbi che erano presenti nel segnale ricevuto, ma rimane una nuova sequenza di simboli "rigenerati", idealmente uguale a quella presente all'ingresso del trasmettitore a meno però di un certo numero di errori. La PSK è un sistema di trasmissione digitale ad elevata immunità di errore. La PSK è una modulazione a salti di fase e in particolare la 2PSK di Oscar-10 è quella modulazione che prevede un salto di fase in più o in meno di  $90^\circ$  a seconda che si voglia trasmettere uno stato logico oppure l'altro rispetto ad una ipotetica portante.

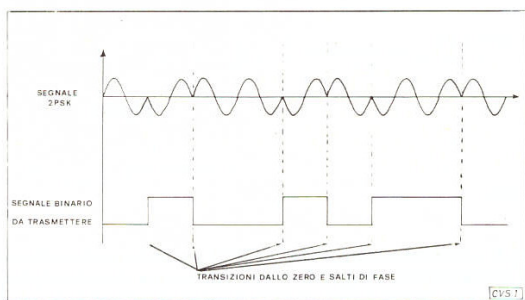


Fig. 1 - Solo dal salto di fase non è possibile determinare se il dato trasmesso è uno zero oppure un uno perché manca il riferimento della fase assoluta della portante.

Nella rappresentazione grafica del segnale digitale da trasmettere (fig. 1), l'indicazione dei valori 1 e 0 è stata omessa volutamente.

Tale omissione non è un fatto puramente casuale, ma discende dalle seguenti considerazioni.

Nella 2PSK non è possibile distinguere un salto positivo di  $180^\circ$  (caso da  $-90^\circ$  a  $+90^\circ$ ) da quello opposto (caso da  $+90^\circ$  a  $-90^\circ$ ) senza che il ricevitore possieda un riferimento assoluto di fase, insito nella portante usata in trasmissione e col quale effettuare una comparazione (fig. 2).

Come si vede dalla fig. 2, in A, prima della transizione il segnale è in anticipo di  $90^\circ$  rispetto alla fase assoluta della portante (sinusoide tratteggiata). Dopo la transizione il segnale si trova in ritardo di  $90^\circ$  rispetto alla fase assoluta della portante tratteggiata. L'inverso avviene in B.

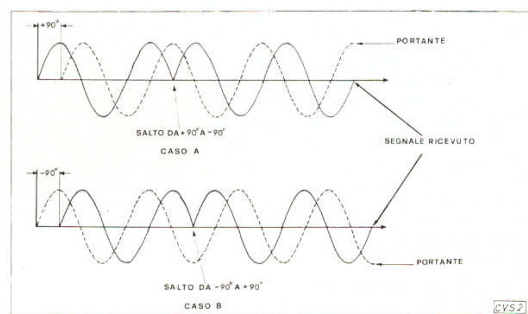


Fig. 2 - Per lo stesso segnale ricevuto esistono due possibili portanti sfasate fra loro di  $180^\circ$ . Non conoscendo a quale delle due portanti bisogna riferirsi non è possibile sapere se il segnale ricevuto sta passando da fase  $+90^\circ$  a fase  $-90^\circ$  o viceversa. La codifica differenziale (DPSK) supera questa ambiguità.

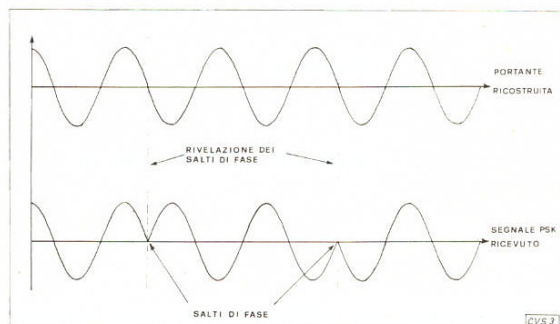
Le due sinusoidi a tratteggio rappresentano la portante nei due casi, ma in mancanza della fase assoluta, così com'è in realtà, nessuno può dire a quale dei due casi si riferisca uno 0 (zero) oppure un 1.

Per superare questa ambiguità si ricorre alla "codifica differenziale" già descritta sommariamente nella 1ª puntata. Per questo motivo il sistema di modulazione 2PSK si chiama anche DPSK (Differential Encoded Phase Shift Keying).

Comunque sia, anche superando l'ambiguità, rimane necessario conoscere per forza un riferimento che ci permetta di dire se si è verificato o meno un salto di fase. Comparando il segnale



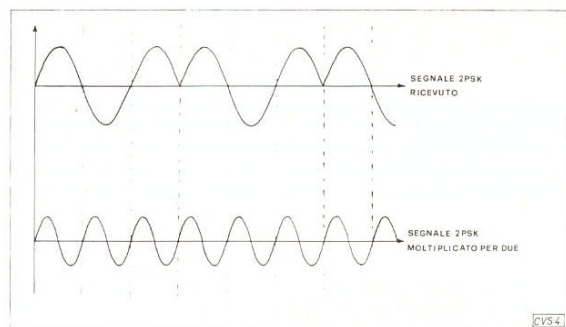
**Fig. 3** - La rivelazione del salto di fase si ottiene comparando la portante ricostruita dal segnale stesso e il segnale ricevuto. La portante ricostruita rappresenta il riferimento di fase. Anche se esiste tuttora un'ambiguità di  $180^\circ$  questa viene superata con la codifica differenziale.



ricevuto con questo riferimento, che verrà ricavato dal segnale stesso, si riesce a determinare se è avvenuta una transizione fra uno e zero o viceversa (fig. 3). Ciò è quanto fa l'AFDEM e questa operazione viene detta "rigenerazione della portante".

Uno dei metodi usati per riottenere la portante soppressa è quello della moltiplicazione del segnale PSK per  $n$ , dove  $n$  è il numero dei salti di fase. Nel nostro caso la moltiplicazione è per due perché trattasi di 2PSK.

Duplicando la frequenza di un segnale 2PSK, ogni semiperiodo viene trasformato in un periodo completo. Si può notare da fig. 4 che moltiplicando per due il segnale 2PSK ricevuto, l'onda risultante ha perduto tutti i salti di fase presenti in quella originale e costituisce così un buon segnale di riferimento per la demodulazione. Il fatto che il segnale ottenuto abbia frequenza esattamente doppia non rappresenta un problema perché dividendolo per due si ottiene proprio la portante di riferimento voluta, priva però di ogni salto di fase. Ciò nonostante esiste sempre la possibilità che la portante rigenerata sia sfasata di  $180^\circ$  gradi in più o in meno rispetto alla fase assoluta, ma anche questo problema si aggira con la decodifica differenziale già nominata. È facilmente intuibile che la portante rigenerata deve essere stabile ma deve tenersi sempre agganciata in frequenza e fase al segnale PSK trasmesso dal satellite e dal quale noi estraiamo la portante medesima. In queste condizioni sarebbe impensabile effettuare una compara-



**Fig. 4** - Duplicando la frequenza di un segnale 2PSK, che ha salti di fase di  $180^\circ$ , ogni semiperiodo viene trasformato in un periodo completo in cui anche la fase risulta duplicata e diventa  $0^\circ$  o  $360^\circ$ . Poiché anche il salto risulta duplicato,  $0^\circ$  e  $360^\circ$  si equivalgono e così il segnale risultante perde tutti i salti di fase. Questo criterio si adotta per ricostruire la portante dallo stesso segnale.

zione rispetto a una frequenza portante ottenuta da un quarzo, sia per le inevitabili derive del quarzo stesso, sia per quelle del segnale PSK dovute al Doppler e a derive proprie insite nel segnale PSK. Per questo motivo bisogna rigenerare la portante utilizzando un circuito PLL che si tenga agganciato continuamente al segnale PSK.

Uno degli schemi possibili per demodulare il segnale 2PSK è quello di fig. 5. Questo circuito a blocchi è proprio quello dell'AFDEM.

Come si vede da fig. 5, il segnale 2PSK, dopo essere stato duplicato e aver perduto così i salti di fase, rappresenta ora il segnale di riferimento che viene inviato a un oscillatore PLL. Ogni deriva di frequenza e fase presente all'uscita del PLL viene retrocessa al nodo  $\pm$  e comparata col segnale di riferimento PSK. Si forma così un segnale di errore positivo o negativo che pilota il PLL. L'errore viene continuamente riportato a zero dal PLL che tende ad agganciarsi in frequenza e fase col riferimento del segnale 2PSK. La portante così ricostruita viene inviata ad un comparatore insieme allo stesso segnale 2PSK. Il comparatore ha funzione di rivelatore a prodotto e fornisce in uscita il segnale 2PSK demodulato che contiene i dati più il clock ( $D + CL$ ).

Ci sono anche demodulatori diversi da quello di fig. 5 e cioè, prima si agganciano con un PLL al segnale modulato in arrivo, e successivamente lo duplicano per ricavare la portante. Entrambi i metodi presentano vantaggi e svantaggi. Il primo (AFDEM) ha un rapporto S/N peggiore rispetto al secondo ma, cosa importante per noi, ha una facilità di aggancio superiore. Tenuto conto che l'effetto Doppler sul segnale del satellite Oscar-10 presenta da solo non pochi problemi, è stato scelto il demodulatore di fig. 5 e vediamo perché.

## Le scelte

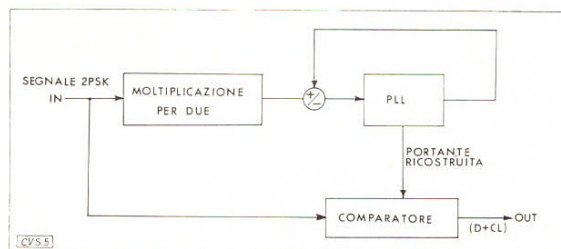
L'AFDEM di fig. 5 progettato da DJ4ZC, Karl Meinzer viene impiegato attualmente dalle "Command Stations" dell'Amsat e da altri OM interessati a ricevere e decodificare la telemetria di Oscar-10.

Per Oscar-10 era necessario:

1) Avere un collegamento con il satellite il più affidabile possibile ma con una potenza trasmessa dal beacon la minore possibile.

2) Avere una banda trasmessa la più stretta possibile ma con velocità di trasmissione la più alta possibile per avere la massima informazione con la minore occupazione di banda.

Le precedenti considerazioni e quelle fatte nella prima puntata hanno portato alla scelta della PSK, perché rispetto ad altri tipi di modulazione, soddisfa meglio ai requisiti richiesti. La maggiore difficoltà, dovuta alla presenza del Doppler, è stata superata con



**Fig. 5** - Schema a blocchi dell'AFDEM per la demodulazione di un segnale 2PSK. Il segnale 2PSK dopo essere stato moltiplicato per due perde i salti di fase e serve di riferimento in un oscillatore PLL. L'uscita del PLL viene retrocessa nel nodo di confronto col riferimento ove si forma un errore  $\pm$  rispetto alla frequenza e fase del riferimento. L'errore viene riportato incessantemente a zero e così la portante ricostruita viene inviata al comparatore insieme al segnale 2PSK. Qui ha luogo la demodulazione e in uscita si ottengono indivisi i dati (D) più il clock (CL) in codifica bifase.



# Spazio Nuova Frontiera

l'impiego di un geniale filtro ad inseguimento di banda, vero capolavoro di Karl Meinzer.

Le restrizioni imposte al progetto erano le seguenti:

1) Sfruttare al massimo le potenzialità offerte dall'hardware già disponibile in una normale stazione di radioamatore.

2) Semplificare al massimo il demodulatore, senza per questo inficiarne l'affidabilità, la semplicità di aggancio e la sensibilità.

Questa scelta e questo circuito AFDEM hanno permesso di usare un ricevitore convenzionale in SSB e di effettuare la demodulazione utilizzando la banda audio in uscita compresa fra 1270

e 1780 Hz (entro questa ampiezza di banda i nostri AFDEM restano agganciati).

E' interessante notare come certe specifiche, a cui normalmente non si pensa perché sembrano ovvie, influenzino invece in modo decisivo il progetto di un satellite e a volte diventino il punto di partenza del progetto stesso. Nel nostro caso la scelta è stata felice perché questo demodulatore, studiato ad hoc per il radioamatore, fornisce prestazioni di gran lunga superiori a quelle concepibili in campo amatoriale e si avvicinano a quelle professionali allo stato dell'arte in materia di trasmissioni digitali via satellite.

Continua

## Un "Cercatore" per JAS-1 ?

Caro Direttore,

mi sorge il dubbio che adesso che porti la barba, tu sia entrato nella categoria di quegli OM cattedratici specializzati nel complicare le cose facili.

Questo mi induce a pensare quanto leggo a pagina 92 di Radio Rivista 10/86 a proposito di JAS-1 (che, come sai, è stato ora battezzato FO-12, Fuji Oscar 12) e della sua velocità, che richiederebbe un inseguimento precisissimo, minuto per minuto o quasi, altrimenti si perde.

Desidero ricordare che la sua quota media è attorno ai 1500 chilometri, donde il periodo orbitale di circa 116 minuti: e allora, scusa tanto, a parte l'inclinazione che è diversa, gli altri dati non sono assai simili a quelli di AO-6 e di AO-7? E se gli altri citati gloriosi satelliti si "acchiappavano" usando il semplice metodo grafico, con tanto di mappa polare e curva dei sub-satellite points imperniata al Polo Nord con una puntina da disegno, perché ora sarebbe necessario il computer?

L'importante è conoscere gli EQX, ossia i passaggi all'equatore, perché per il resto detto "cercatore", va solo aggiornato, sostituendo le vecchie curve di AO-06 e di AO-07 con la nuova.

D'altra parte, per sentire un segnale di beacon di 100 mW alla massima distanza di acquisizione, non occorre un'antenna dal guadagno esageratamente elevato, quindi il suo lobo solido (cioè in azimuth ed in elevazione) è tanto ampio che ogni errore dovuto al metodo grafico resta inavvertito: difatti, anche se l'OM usa una direttiva con un guadagno di 16 dB, il fascio ( $\alpha - 3$  dB) è pur sempre di nove gradi.

Se l'OM adopera un preamplificatore vicino all'antenna, pur tenendo conto dei 3 dB di rumore causati dalla temperatura di fondo - perché la direttiva, per la massima distanza di acquisizione, ha una elevazione di zero gradi - il margine di S/N (del segnale cioè rispetto al rumore) sul segnale del beacon ( $-10$  dBW) non deve essere al di sotto dei 10 dB, pur tenendo conto di una ragionevole perdita di segnale per attenuazione del cavo di discesa.

Chi abbia un discreto impianto ricevente in gamma 70 cm non può, quindi, non catturare il satellite appena esso è nei margini del suo cerchio di acquisizione, se il "cercatore" gli indica, sia pur approssimativamente, ove puntare l'antenna.

Se quel tale OM ha difficoltà a captare JAS-1 e lo sente soltanto per pochi minuti durante quelle orbite migliori che per 25 minuti attraversano il cerchio di acquisizione delle buone stazioni, il rimedio non sta nel precipitarsi a comperare un microcomputer, come tu sembri suggerire, perché allora la diagnosi del suo male è una scarsa e.r.s. (effective receiving sensitivity): e ciò solitamente si ha o perché la linea coassiale di discesa è troppo lunga o perché non è stato installato un preamplificatore (buono) d'antenna in prossimità di quest'ultima.

Può anche darsi che il trasmettitore in funzione desensibilizzi il ricevitore; ma qui la prova è presto fatta, ascoltando col trasmettitore spento. Se la causa è quella, occorre andare a rispolverare

## Appendice a QSO

quell'eccellente letteratura apparsa anche su Radio Rivista al tempo di AO-08.

Esso, infatti, causava gli stessi problemi, avendo il downlink a frequenza tripla dell'uplink e non viceversa, come i suoi immediati predecessori.

Concludendo, è necessario fare di tutto per attirare più OM verso i satelliti: per smuovere le inerzie occorre essere assolutamente semplici, "in pensieri e in opere".

Tu pensa a noi 50 anni orsono: se, ispirati dai ricchi esempi di IIIRA o di HB9DE, avessimo atteso di avere i mezzi per emularli, saremmo rimasti SWL per l'eternità. Invece ci siamo buttati con dei trasmettitori semplici, addirittura miserelli, ma abbiamo avuto la nostra parte senza indugi. Del resto uno dei segreti dell'Amateur Radio non è forse risolvere i problemi nel modo più semplice e meno dispendioso? Supplire con la propria ingegnosità alla carenza di mezzi, dedicandosi con tenacia al conseguimento dello scopo finale?

Grazie per lo spazio concessomi e 73 de

14 SN

Caro Marino,

con I8CVS si era anche esaminata la eventualità di poter fornire ai lettori di Radio Rivista un "cercatore" per FO-12 e, forse senza aver esaminato il problema appieno e tutto infatuato dalle nuove tecniche computeristiche, avevo scartato quello che mi era sembrato un vero e proprio ritorno all'antico.

Pur rimanendo del mio parere - perché oggi si può dire che almeno il 50 % degli OM ha un piccolo computer e che, in ogni caso, almeno il 95 % ne ha la disponibilità o riesce ad ottenere mensilmente un tabulato dal computer di un amico - devo riconoscere che il "cercatore" ha il grande vantaggio di avvicinare maggiormente l'OM ai segreti dello Spazio, immergendolo direttamente nel "problema" e facendogli imparare ben più in satelistica di quanto non potrebbe digitando sul keyboard di un computerino (e certamente anche ben più di quanto imparerebbe trovando effemeridi già belle e fatte).

IIIRA ed HB9DE (ma tu dici a caso, o vuoi farmi degli esempi concreti?) li ho conosciuti, e bene. Ti assicuro che non erano proprio quel tipo di OM che tu intendi: il primo, che è stato anche mio concittadino, fu addirittura il primo OM in carne ed ossa che incontrai e non lesinò affatto i mezzi per poterlo emulare: spesso, detti mezzi me li regalava, e posso proprio affermare con sicurezza che se non rimasi "SWL per l'eternità" fu proprio per i consigli che ne ricevetti, grazie ai quali imparai la strada anche per quel radiantismo spicciolo che sta alla base di ogni vero OM e che sia "papà IRA" che "Don Evaristo" seppero a tutti indicare.

Per il resto hai probabilmente ragione, anche per quanto si riferisce alla mia neo-barba cattedratica: ma deve esserlo assai poco, tanto che dovrò tagliarla. Ricambio i cordiali 73. HZCT



La telemetria PSK  
degli Amsat Oşcar

## Il circuito dell'AFDEM

(Audio Frequency Demodulator)

### Parte quarta

Scopo dell'AFDEM è quello di ricostruire la portante del segnale PSK in arrivo per poi confrontarla con lo stesso ed evidenziare i salti di fase di quest'ultimo. In uscita saranno presenti i dati demodulati (D+CL), ossia "in or-esclusivo" con il clock. La separazione dei dati (D) dal clock (CL) è demandata al circuito BITREG, di prossima descrizione.

Lo stadio di ingresso dell'AFDEM, formato dall'integrato D3 324, con la rete di resistenze e condensatori che lo circondano, funziona da controllo automatico di guadagno. La sua funzione è quella di tenere il segnale in arrivo ad un livello costante. La retroazione è data dalla catena BC 327, BC 337, BFT 11.

D2 324 funziona da duplicatore di frequenza per la ricostruzione della portante soppressa. Il suo compito è di eliminare i salti di fase presenti nel segnale in arrivo e lo fa rovesciando una semionda nel semipiano opposto.

All'uscita di D2 324 e sulla base del BC 327 c'è il segnale di retroazione per il controllo automatico di guadagno del D3 324.

Lo schema elettrico di AFDEM III mostra la forma d'onda di questo segnale preso sul pin 7 del D2 324. Da questo punto, tramite 15K, si entra nel PLL costituito essenzialmente dal VCO con J 555 e BC 557, un divisore K 4040, un demultiplexer H 4051, gli operazionali D1 324, A1 339, A4 339, CA 3030 ed infine dai comparatori B1 e B2.

L'uscita del PLL avviene attraverso BFT 10, che invia la portante rigenerata al comparatore C1 324. Tutto ciò è riconducibile allo schema a blocchi di fig. 5 (R.R. n. 11, pag. 96).

Particolare attenzione merita il D1 324, la cui rete di resistenze e condensatori che lo circonda funziona da filtro attivo passabanda ad inseguimento automatico di sintonia fra 3000  $\pm$  400 Hz. La funzione di questo filtro attivo passabanda ad inseguimento di banda è quella di essere tanto selettivo da tagliare quanto più rumore possibile dal segnale PSK duplicato, perché ciò influisce vantaggiosamente nel minimizzare il BER (Bit Error Rate), ovvero il tasso di errore.

Nel contempo però, ogni volta che il segnale PSK entra sui fianchi del filtro per l'effetto Doppler, occorre un automatismo che lo riaccordi per il massimo di uscita sulla frequenza del nuovo segnale PSK. Se volessimo eliminare questa incombenza, dovremmo avere un filtro molto largo, quasi inutile, ed il BER aumenterebbe eccessivamente.

La sintonizzazione automatica di questo filtro passabanda per il massimo di uscita entro  $\pm$  400 Hz permette effettivamente di stringere la banda passante (vedasi fig. 6A) e migliorare notevolmente il rapporto S/N. In altri termini il tracking filter, benché a fianchi molto ripidi, è sempre centrato sul segnale PSK, anche se la frequenza dovuta al battimento fra il segnale PSK ed il BFO del ricevitore varia per effetto Doppler.

Le cose si svolgono come se la sintonia di questo filtro facesse parte di un circuito accordato di BF che si muove in tandem con la sintonia del ricevitore entro 400 Hz. Siccome il filtro lavora sul segnale duplicato  $f = 2f_c$ , l'autotracking si verifica fra 2600 Hz e 3400 Hz.

Questa particolarità circuitale, unica nel suo genere, rende il demodulatore di DJ4ZC superiore a qualunque altro filtro finora analizzato. Il filtro ad inseguimento di banda permette di tenere un segnale PSK agganciato anche per ore, nonostante l'effetto Doppler ed i passaggi del beacon di AO-10 fra i modi CW, PSK ed RTTY.

Esaminiamo ora in dettaglio il circuito. Il cuore del PLL è J 555 in funzione di oscillatore VCO, regolato in frequenza sul pin 7 dal transistor BC 557. La frequenza del J 555 è intorno a 24 kHz e si può regolare finemente con il potenziometro da 25 kohm.



Il VCO lavora a frequenza 16 volte più alta di quella occorrente per la ricostruzione della portante al fine di ottenere una elevata precisione di controllo sul PLL. L'integrato K 4040 rende disponibile sul piedino 6 la divisione per 8 della frequenza del VCO ossia 3000 Hz e sul piedino 5 la divisione per 16, ossia la portante ricostruita pari a 1500 Hz.

Per la ricostruzione della portante è stata scelta una frequenza di circa 1500 Hz poiché ci si trova al centro della banda audio di un ricevitore amatoriale e non è necessario costruire anche la parte ricevente a radiofrequenza.

Il fatto di lavorare direttamente sulla B.F. semplifica e rende economico l'impianto a monte del demodulatore.

La portante ricostruita dopo la moltiplicazione per due arriva al piedino 2 del B1 4030, ad una frequenza quindi di 3000 Hz. Questa viene confrontata con i 3000 Hz ottenuti dalla divisione per 8 dell'oscillatore del VCO inviata sul pin 1 del B1 4030. B1, che è un or-esclusivo, emette un impulso di correzione sul pin 3 ogni volta che i suoi ingressi sono a stato logico diverso, ogni volta cioè che la portante ricostruita ed il segnale di riferimento non coincidono, o meglio nel nostro caso, ogni volta che tendono a non coincidere.

La sensibilità alla correzione è dovuta proprio alla frequenza del VCO che è 16 volte più alta di quella della portante da correggere. Ciò determina una velocità di correzione 16 volte maggiore, tanto da intervenire appena il VCO tende a deviare dal riferimento.

Gli impulsi di correzione vanno a variare la tensione di pilotaggio del VCO stesso attraverso BC 557 costituendo così la catena di retroazione il cui livello di soglia è prefissato dalla resistenza da 12 kohm che polarizza l'emettitore di BC 557. Trattasi di veri e propri treni di impulsi che si arrestano non appena la comparazione rivela frequenze uguali ed infatti ingressi uguali su un OR-esclusivo danno uscita zero.

In modo analogo, B2 4030, A4 339, con il transistor BC 337 hanno il compito di segnalare l'aggancio avvenuto accendendo il led al pin 10. In questo comparatore, meno preciso, entrano frequenze di 3000 Hz e 6000 Hz.

L'integrato H 4051 merita una trattazione dettagliata perché regola la sintonia del filtro ad inseguimento di banda D1 324. Si tratta di un demultiplexer, che pilotato sugli ingressi 11, 10 e 9, commuta sequenzialmente sull'uscita (pin 3) uno dopo l'altro i pin 1, 2, 3, 4, 5, 12, 13, 14 e 15. Ogni pin porta connesso un condensatore da 47 nF.

Ai pin 7, 6 e 9 di K 4040 vi sono sottomultipli della frequenza dell'oscillatore locale J555, rispettivamente 24 kHz diviso 4, diviso 8 e diviso 16, ossia 6000, 3000 e 1500 Hz.

I condensatori da 47 nF che circondano H 4051 vengono commutati in parallelo sull'uscita pin 3 in numero direttamente proporzionale alle variazioni dell'oscillatore del VCO rispetto alla frequenza della portante ricostruita a 3000 Hz.

In altri termini, il demultiplexer equivale ad un commutatore che può inserire o disinserire otto capacità il cui valore in parallelo varia al variare della frequenza di oscillazione di J 555. Questi condensatori sintonizzano il filtro D1 324 al centro della portante ricostruita a 3000 Hz, come detto in precedenza.

Per agevolare la ricezione e l'aggancio è stato previsto un circuito molto interessante formato da G 4040, B4, C2 324, D4 324, A4 C 339 e l'interruttore elettronico 4016.

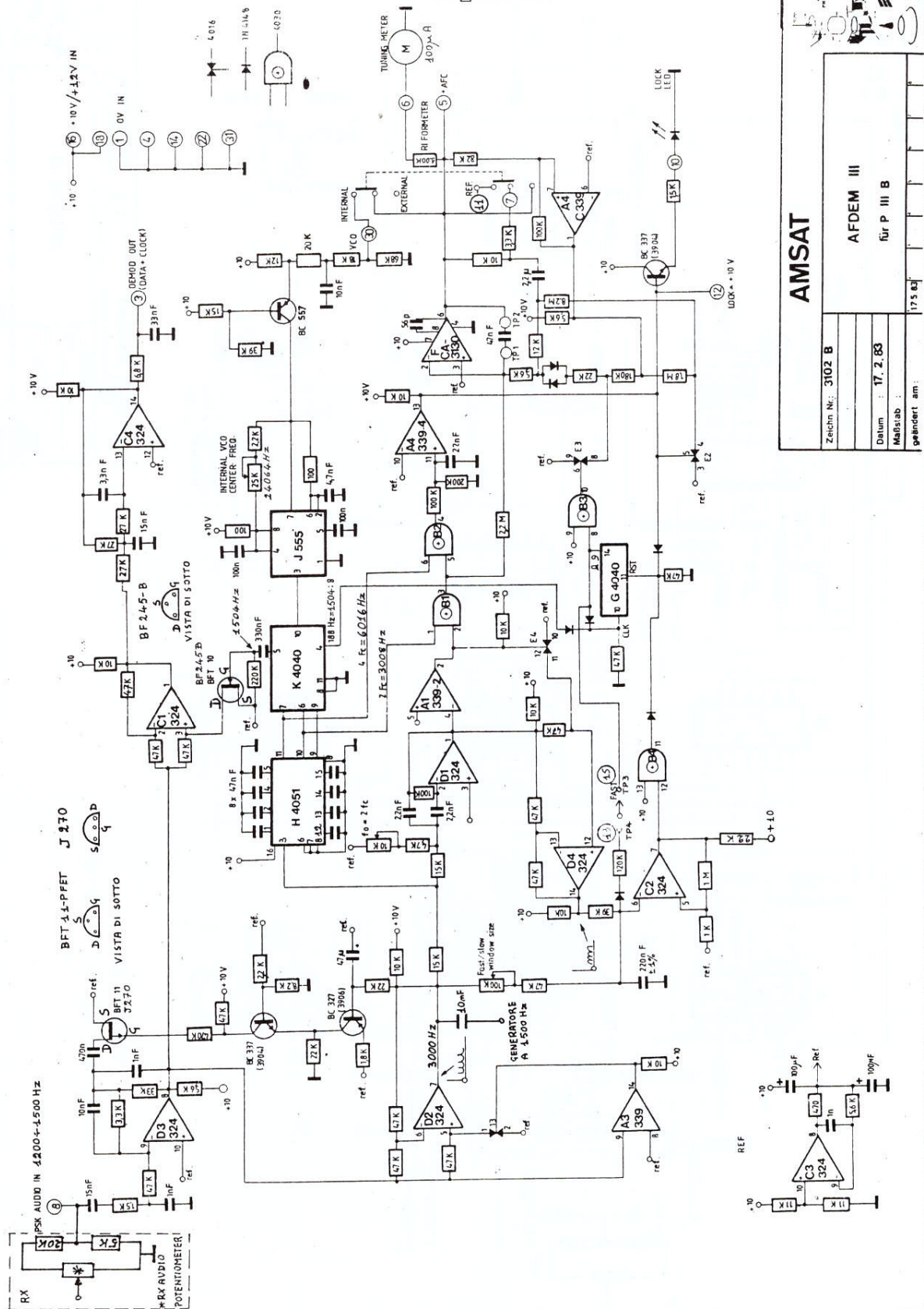
In assenza di segnale, in presenza di rumore o fuori aggancio, questo circuito fa variare la frequenza della portante ricostruita dal PLL entro una finestra da circa 1200 Hz a 1600 Hz. Ciò permette l'aggancio di segnali PSK non perfettamente centrati entro una banda di 400 Hz senza bisogno di ritoccare la sintonia del ricevitore.

Questa è una comodità notevole ed infatti l'operatore esperto sintonizza il segnale ad orecchio sul tono PSK che gli è familiare, dopodiché l'aggancio automatico viene fatto da sé.

Questa parte del circuito costringe l'oscillatore del VCO, in assenza di segnale o fuori aggancio, ad un continuo spazzolamento

La foto nel titolo: 20 secoli di storia della tecnologia umana sono condensati in questa anforetta pompeiana ed il demodulatore PSK di I8CVS per AO-10











delle frequenze da 1200 a 1600 Hz con un ritmo di ripetizione di circa 5 secondi per spazzolamento alla incessante ricerca di un segnale PSK a cui agganciarsi.

Tutto ciò facilita di molto la sintonizzazione del ricevitore sul segnale PSK perché consente una notevole libertà iniziale od un "gioco" di  $\pm 200$  Hz intorno alla frequenza di aggancio. Inoltre l'interruttore Fast/Slow permette di scegliere fra due diverse velocità di spazzolamento. Il circuito funziona come viene qui di seguito descritto.

Il segnale a 188 Hz, presente sul pin 4 del K 4040 viene inviato all'ingresso 10 del divisore a 12 bit G 4040. Sull'uscita Q9, pin 14 si preleva un segnale diviso per 2 alla decima potenza e cioè un segnale di 188 Hz diviso per 1.024 e precisamente 0,18 Hz, ossia con un periodo T di  $1 : 0,18 = 5,5$  secondi.

Questo segnale, attraverso B3 viene applicato al pin 6 dell'interruttore elettronico 4016 che all'arrivo di ogni impulso chiude il circuito fra i pin 9 ed 8. Al pin 9 viene applicata la tensione di riferimento di +5V che così, ogni 5,5 secondi, viene applicata al pin 2 invertente del CA 3130.

Questo operazionale, responsabile della chiusura dell'anello di retroazione sul PLL, ad ogni impulso invia una tensione di errore all'emitter del BC 557. In conseguenza il J 555 varia la frequenza del VCO alla ricerca di un aggancio che si verifica per segnale PSK in ingresso compreso fra 1200 e 1600 Hz.

Il ciclo si ripete ogni 5,5 secondi, finché, raggiunto l'aggancio, l'operazionale A4 339-4 assume stato logico alto sull'uscita pin 13. Il pin 13 invia un segnale di reset al pin 11 del G 4040 che cessa il conteggio in attesa del ciclo successivo.

Per inibire il conteggio del G 4040 durante la ricezione PSK, la portante ricostruita viene prelevata sul pin 2 di A1 339 ed inviata al pin 12 di E4 4016.

L'interruttore 4016 si apre e si chiude alla frequenza di 3000 Hz e così il riferimento a +5V passa dal pin 10 al pin 11, raggiungendo l'ingresso non invertente di D4 324. La forma d'onda in uscita sul pin 14 è raffigurata sullo schema elettrico.

Questo segnale a 3000 Hz viene inviato all'ingresso invertente di C2 324 e via B4 il segnale resetta il G 4040 ad una frequenza di ripetizione di 3000 Hz, inibendolo.

Se il segnale PSK manca del tutto, al posto della portante c'è solo rumore e questo non può commutare il 4016 E4, cosicché il G 4040 inizia il conteggio che determina lo spazzolamento e la ricerca dell'aggancio.

Per aumentare o diminuire la frequenza di spazzolamento che avviene ogni 5,5 secondi, il potenziometro "Fast-Slow Window Size" da 100 kohm viene regolato in modo da inviare una parte di rumore al pin 10 del G 4040 via il commutatore Fast ed un diodo 1N4148.

Questo rumore, la cui soglia è regolabile, si sovrappone al segnale a 188 Hz che deve essere diviso per 1024. Siccome il rumore è un segnale incoerente, disturba in modo casuale (random) il contatore G 4040. Ciò determina una riduzione del numero di impulsi contati e così aumenta il tempo di spazzolamento del sistema.

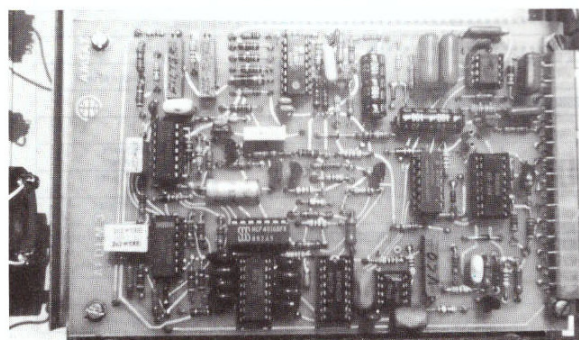
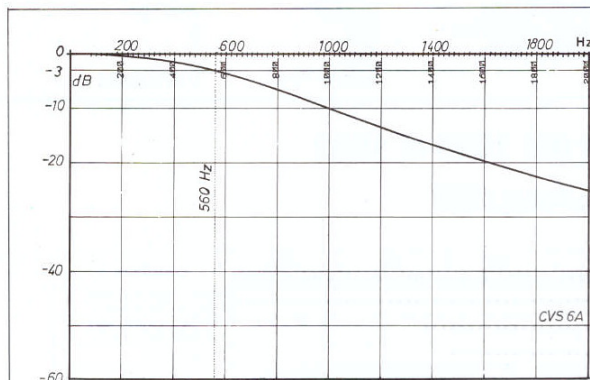
L'indicazione dello spazzolamento e della sintonia è data dallo strumento "M" da 0,1 mA f.s. In mancanza di segnale ed in presenza di rumore la sua lancetta si sposta ritmicamente da inizio scala a fondo scala e viceversa per indicare il corrispondente spostamento del VCO e la ricerca di aggancio.

In presenza di segnale PSK si ottiene l'aggancio e l'indice si blocca bruscamente. Variando lentamente la sintonia del ricevitore entro  $\pm 200$  Hz l'indice segue le variazioni di sintonia in modo dolce e regolare. All'uscita infine del BFT 10 si ricava la portante ricostruita a 1500 Hz. In C1 324 avviene la comparazione fra segnale PSK in arrivo e portante rigenerata e così si ottiene la demodulazione del segnale.

I dati più il clock, attraverso il filtro passa-basso costituito da C4 324 e dalla rete che lo circonda, vengono inviati al terminale 3 Demod Out (data + clock).

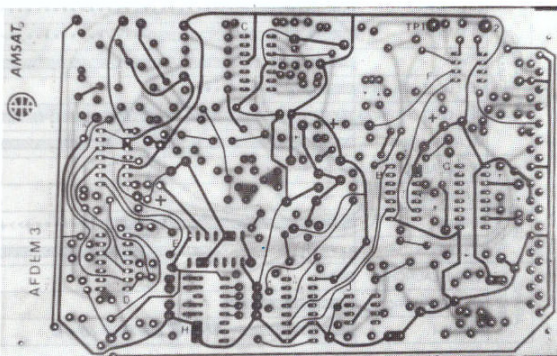
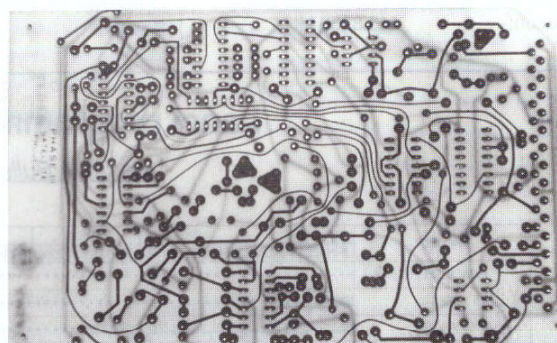
Prossimamente parleremo del circuito BITREG che serve a rigenerare i segnali provenienti dall'AFDEM, privandoli del rumore ed a separare i dati dal clock.

(segue)



Il diagramma rappresenta la curva di risposta del filtro Bessel del 3° ordine usato come Tracking Filter nel circuito AFDEM. Come si vede, la banda passante a -3 dB è di 560 Hz.

Le foto rappresentano la scheda AFDEM montata (qui sopra)



ed il circuito stampato in vetronite a doppia faccia, lato saldature (sopra) e lato componenti (sotto). I fori di interconnessione fra le facce sono metallizzati. La realizzazione è stata fatta con Master AMSAT-DL. Il PCB è ottenibile via AMSAT-I.



di IW3ER - IV3IBX - I8CVS

**La telemetria  
di AO-10  
e della Phase III  
(parte quinta)**

## La struttura dei dati PSK

Dopo aver descritto l'AFDEM (Audio Frequency Demodulator) non è possibile scendere nei dettagli circuitali del demodulatore e del suo software senza rendersi conto di come sono strutturati e organizzati i dati (D) che Oscar-10 trasmette in PSK.

La cosa più importante da considerare è che la trasmissione dei dati (D) è sincrona e che da questa sequenza ininterrotta di dati (D) e corrispondenti segnali di clock (CL) bisogna estrarre tutte le informazioni che fanno funzionare lo stesso demodulatore e poi quelle che ci permettono di decodificare i dati.

Alcune informazioni sono l'inizio e la fine di ogni bit, l'inizio e la fine di ogni byte formato da 8 bit e l'inizio di un blocco di dati formato da 512 byte.

Il sistema è molto elegante, perché una volta riconosciuto un riferimento iniziale chiamato "vettore di sincronismo", che si trova all'inizio di ogni blocco o pagina di dati, tutto è organizzato in modo tale che i byte vengono determinati automaticamente da soli, senza bisogno di esaminare e controllare ogni singolo bit. Ciò consente una notevole velocità di trasmissione.

Il beacon di AO-10 trasmette in sequenza blocchi di dati costituiti ognuno da 512 byte, ossia 4096 bit per ogni blocco (infatti 512 byte per 8 bit = 4096).

I dati telemetrici vengono trasmessi in modo sincrono e viene usato il codice ASCII. Ciascun carattere è costituito da 8 bit.

Ogni blocco di dati è formato da 8 righe ed ogni riga è costituita da 64 caratteri, dunque  $64 \times 8 \text{ bit} = 512 \text{ byte}$  per blocco.

La caratteristica fondamentale della trasmissione sincrona è quella di trasmettere sempre il blocco completo di 512 byte anche se il blocco contiene solo pochi caratteri (lettere o numeri).

In queste condizioni le parti del blocco che non contengono informazioni sono riempite con byte chiamati "blank" che servono solo a non interrompere la trasmissione ed a mantenere sincrono il flusso dei dati (D). I blank non forniscono alcuna informazione sul video.

Il byte di blank è costituito dal numero esadecimale 50 formato dai bit 01010000 che si ripetono sequenzialmente. Siccome i dati sono trasmessi in blocchi sequenziali di 512 byte ciascuno, il satellite trasmette un codice di riconoscimento per indicare l'inizio di ciascun blocco di dati proprio come se ogni blocco fosse la pagina di un libro.

Questo codice di riconoscimento si chiama "Vettore di sincronismo" ed è costituito da 4 byte che rappresentano i numeri esadecimali 39, 19, ED, 30. Questo vettore di sincronismo, trasmesso all'inizio di ogni blocco, può essere riconosciuto facilmente a terra usando nel demodulatore PSK un registro a scorrimento a 5 bit (si può fare anche via software). Appena il vettore di sincronismo viene riconosciuto, segue un blocco intero di dati formato da 512 byte.

Nella descrizione circuitale della scheda Synfin si parlerà dettagliatamente della tecnica usata nel demodulatore per generare

a terra la sequenza pseudo random 39, 19, ED, 30 e dei circuiti usati per comparare fra loro la sequenza di riconoscimento generata a terra con quella trasmessa dal satellite. Appena le due sequenze combaciano, l'inizio del blocco è riconosciuto ed i primi 8 bits ricevuti costituiscono il primo byte.

Questo è solo uno dei motivi per cui il clock del satellite ci serve obbligatoriamente proprio per segnare il passo ed inizializzare tutte le operazioni che richiedono i conteggi, che separano i vari bit fra loro, riuniscono i byte, iniziano e terminano i blocchi.

Come già detto, durante la trasmissione sincrona dei dati, fra un blocco e l'altro viene trasmessa una sequenza continua di blank (numero 50 esadecimale 01010000) per un tempo di circa 5 secondi. Durante questo intervallo di tempo, il nostro computer a terra può elaborare molti dati in tempo reale e mostrarli in video all'operatore. Nello stesso tempo di 5 secondi il computer del satellite legge tutti gli output dei sensori di bordo, li elabora e li trasmette nel blocco successivo.

I blocchi contengono dati consistenti in caratteri trasmessi in codice ASCII a 8 bit. Ogni blocco di 512 byte dura  $512 \times 8 = 4096$  bit e perciò  $4096 \text{ bit} \times 2,5 \text{ millisecondi} = 10,25 \text{ secondi}$ .

Ogni blocco è preceduto da una lettera che ne identifica il contenuto. I blocchi Q sono costituiti da 256 byte esadecimali che rappresentano solo dati telemetrici di 128 canali. Normalmente questo blocco viene memorizzato nel computer a terra ed elaborato successivamente. Durante la ricezione in tempo reale sul monitor del computer si vedono soltanto i segni grafici del codice ASCII; tuttavia, durante i 5 secondi fra un blocco e il successivo c'è il tempo sufficiente ad elaborare in Basic i canali telemetrici più importanti e visualizzare i valori analogici dei rispettivi parametri quali la potenza, la tensione AGC, l'attenuazione in dB, ecc. (foto 1).

I blocchi Y contengono i valori N dei canali telemetrici analogici (foto 2). Trattasi di dati già elaborati in parte dal computer del satellite, che infatti trasmette i numeri in chiaro riferendosi al valore N di ciascuna equazione relativa ad un canale. Il blocco Y è formato da 4 righe di numeri, ognuno dei quali inserito al posto di N in una specifica equazione, fornisce il valore del parametro misurato. Il blocco Y viene trasmesso in PSK ed è l'unico che viene trasmesso quando il beacon passa in RTTY.

I blocchi K, L, M, N contengono in chiaro i messaggi tecnici in inglese che le Command Station dell'AMSAT (DJ4ZC, VE1SAT/VE6, ZL1AOX, DB2QS ed altre) si scambiano fra loro. Questi messaggi, a volte riservati, ci servono per essere tempestivamente al corrente di ogni cosa avviene "lassù".

La sequenza di trasmissione dei vari blocchi è sempre la stessa e si ripete così: Q-K-Q-L-Q-M-Q-N-Q-Y-Q-K... I valori numerici trasmessi dai blocchi Q e Y vengono inseriti sequenzialmente nelle equazioni risolutive contenute nel programma del nostro computer a terra.

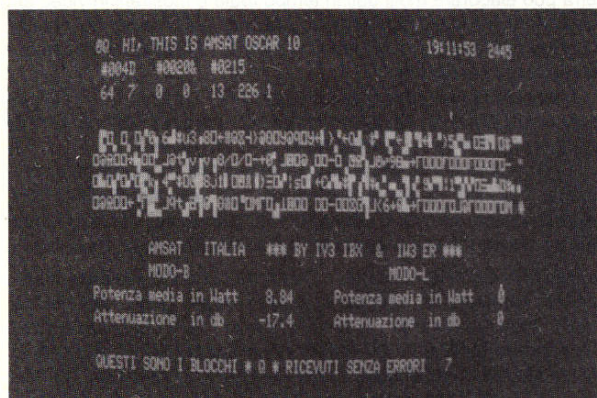
Una successiva elaborazione fornisce il valore effettivo del parametro misurato da ciascun canale telemetrico di AO-10. In questo modo tensioni, correnti, temperatura ed altri dati speciali scorrono in continuazione sul monitor in modo impressionante. Di ciò si parlerà diffusamente nella descrizione del software per TRS-80, PC Olivetti, Apple, C64.

Com'è noto, il satellite deve essere comandato da terra per effettuare i cambiamenti operativi dei transponder, caricare i messaggi che il beacon trasmette in CW e RTTY, ma soprattutto per dare al satellite le istruzioni per mantenere l'assetto in orbita. Per fare ciò le "Command Station" devono caricare i programmi nel computer di bordo.

Il traffico di comando verso il satellite utilizza un formato simile a quello telemetrico verso terra, ma i blocchi di comando contengono sempre dei bit di controllo. Se il computer del satellite riceve anche un solo errore, l'intero blocco di comando viene respinto ed il satellite trasmette un messaggio che segnala l'errore. I blocchi di comando, inoltre, sono strutturati in modo diverso da



**Foto 1 - Ricezione di un blocco Q in tempo reale. Sul monitor del computer si vedono soltanto i segni grafici del codice ASCII. Questo blocco viene memorizzato nel computer di terra ed i 128 canali telemetrici vengono elaborati successivamente. Fra un blocco Q ed il successivo trascorrono 5 secondi, durante i quali il computer elabora i canali più importanti fornendo una situazione estremamente reale delle condizioni di bordo. Il nostro software elabora anche blocchi interamente salvati su disco per analisi successive e per studi statistici.**



quelli trasmessi, per evitare un possibile uso non autorizzato del sistema di comando. Il linguaggio usato nel software deriva dal Fort ed è stato sviluppato dallo stesso DJ4ZC che lo ha chiamato IPS.

Il sistema di trasmissione PSK di AO-10 a 400 bit/sec è utilizzato anche per ricavare delle informazioni orbitali molto precise. Queste informazioni si ottengono misurando nello stesso istante la distanza intercorrente fra più stazioni a terra ed il satellite. Siccome la posizione geografica delle stazioni è nota, si può eseguire una triangolazione che fornisce l'esatta posizione del satellite nello spazio.

Per misurare la distanza l'AMSAT utilizza il seguente metodo. Una sequenza pseudorandom lunga 256 bit viene trasmessa verso il satellite. Il satellite trasla e rimanda a terra questa sequenza di bit attraverso il transponder. La distanza viene calcolata misurando accuratamente l'intervallo di tempo intercorrente fra il messaggio trasmesso e quello ricevuto.

Questo metodo, che tiene conto dei ritardi circuitali (che sono ovviamente noti) permette una misura della distanza con una precisione di +/- 5 km.

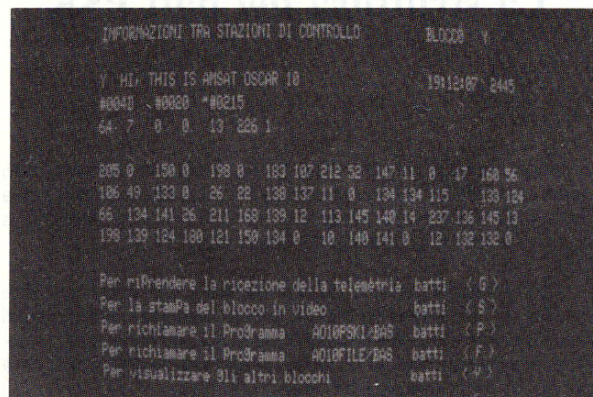
In caso di necessità, la tecnica di misura può essere più sofisticata. In questo caso è il computer del satellite a generare la sequenza di 256 bit.

Tre stazioni terrene, la cui posizione è nota, ricevono e ritrasmettono insieme la stessa sequenza di bit verso il satellite su tre frequenze diverse. Una quarta stazione riceve contemporaneamente tutti e tre i segnali traslati dal satellite e calcola le tre distanze. Una successiva triangolazione permette di calcolare la posizione del satellite nello spazio con la prima misura. Se si effettuano più misure successive a intervalli noti di tempo è possibile ricavare i dati orbitali con buona precisione.

Riportiamo ora le specifiche complete della TLM PSK di AO-10 e successivi satelliti della Phase III, che sono indispensabili a coloro che volessero sviluppare un proprio software ed approfondire l'argomento (si segua anche con la fig. 7).

**Foto 2 - Ricezione di un blocco Y in tempo reale.**

**Il blocco contiene i valori N dei canali telemetrici analogici già elaborati in parte dal computer del satellite, che trasmette i numeri in chiaro relativi al valore N di ciascuna equazione di un canale. Il nostro software elabora ciascuna equazione e fornisce il valore del parametro misurato in quell'istante.**



## 1 - Convenzioni sul metodo di trasmissione

**1.1** La trasmissione dei dati avviene per blocchi. Ogni blocco è formato da 512 byte di dati ed è poi suddiviso in 8 righe da 64 byte ciascuna.

**1.1.1** Le righe di ogni blocco vengono numerate da TB0 a ...TB7 (otto in tutto).

**1.1.2** Il byte più a sinistra di ogni riga è chiamato 0 seguito da 1 fino al byte 63 alla estrema destra.

**1.1.3** L'ordine di trasmissione è da riga TB0 a riga TB7 dall'alto verso il basso.

**1.2.1** I 512 byte di dati sono seguiti da 2 byte che costituiscono un CRC (cycling redundancy check) come definito dalle convenzioni internazionali e dell'AMSAT.

**1.3** Tutti i caratteri usano il codice ASCII a 8 bit.

**1.3.1** Normalmente il bit 7 è messo a 0.

**1.3.2** Per indicare caratteri in evidenza (primo piano/secondo piano) il bit 7 è messo a 1.

**1.4** I valori costituiti direttamente da 16 bit vengono trasmessi col byte più significativo per primo e col byte meno significativo per ultimo.

## 2 - Identificazione dei blocchi

I blocchi prendono il nome dalla lettera che compare nei primi 2 byte del blocco. Il simbolo - significa spazio bianco ed è codificato con 20 esadecimale.

**2.1** I blocchi si chiamano K-L-M-N-Q-Y se nei primi due byte ci sono rispettivamente le lettere K-L-M-N-Q-Y.

**2.7** Il blocco - - (nessuna lettera) è un blocco di risposta IPS ad un input di una stazione terrena.

**2.8** Telemetria speciale: il formato dei blocchi F-G-H-I-J non è noto. Questi blocchi vengono usati in ausilio all'accensione del motore di apogeo.



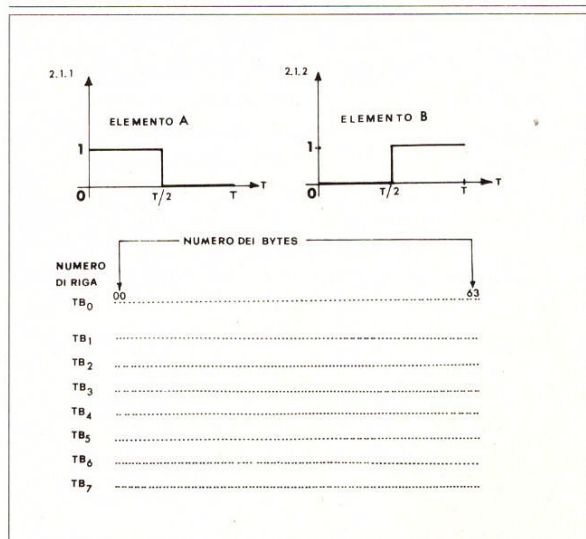


Fig. 7

### 3 - Specifiche valide per le righe dei soli blocchi K,L,M,N,Q,Y e simboli usati

# (cancelletto) = numero esadecimale  
d = numero decimale  
h = numeri esadecimali  
hhhh = numero di quattro digit esadecimali comprendenti gli zeri di indirizzamento.  
id = due byte di identificazione  
< name > = testo di identificazione del satellite  
nn = numero decimale di due digit comprendenti gli zeri di indirizzamento  
Le righe TB0, TB1, TB2 sono composte come da fig. 7a

#### 3.4 La riga TB3 è così composta:

**3.4.1.** Riga bianca oppure: informazioni sulle orbite dei satelliti. Contiene 10 parametri orbitali che formano un set di elementi kepleriani espressi in modo diverso da quello usuale impiegato sui nostri computer. Questi elementi kepleriani sono ad uso delle Command Station. Ad esempio: l'argomento del perigeo viene chiamato PERIGAR. La riga TB3 contiene anche informazioni sull'assetto ricavate direttamente dalle routine ad alto livello del computer di bordo. I dati sono trasmessi direttamente in valori di 16 bit e quindi in coppie di 8 byte ciascuno. I canali da 36 a 56 attualmente non sono utilizzati e sono destinati ad uso futuro.

**3.5.2.** Righe da TB4 a TB7. L'intera telemetria dei canali analogici, da 0 a 63 è disposta in 16 canali per riga. Ogni canale prende 4 byte. Il valore del canale è quindi espresso con dddd. Ad esempio: in riga TB4 il canale 0 occupa i byte da 0 a 3 mentre il canale 1 occupa i byte da 4 a 7.

#### 4 - Specifiche sui blocchi

**4.2** I blocchi K-L-M-N riguardano il trasferimento di messaggi fra le Command Station dell'AMSAT ed hanno il seguente formato: i primi due byte identificano il nome del blocco, per es. K.

Le righe da TB0 a TB7 iniziano ciascuna da byte 2 e finiscono a byte 63 e contengono i messaggi in chiaro fra stazioni di controllo. Attraverso i blocchi K-L-M-N si inviano anche messaggi diretti agli utenti. E' proprio attraverso questi messaggi che l'OM viene ad essere informato di ogni primizia relativa al satellite e molte volte questi messaggi sono personali o riservati.

**4.3** Il blocco Q ha un formato compresso di dati secondo la di-

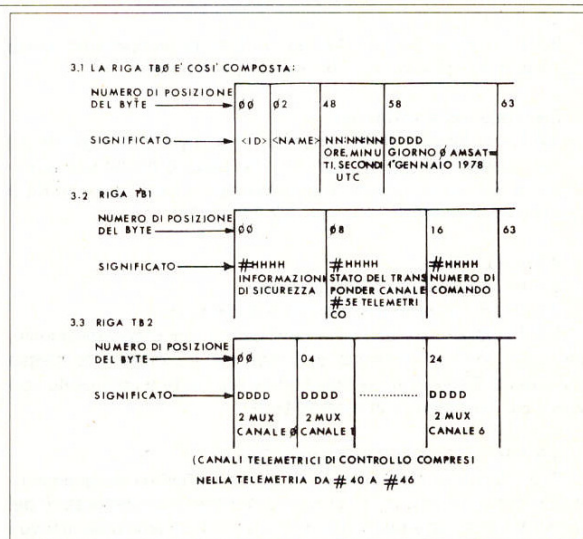


Fig. 7a

sposizione indicata in fig. 7a. I 256 byte del blocco Q sono raggruppati su 4 righe TB4, TB5, TB6, TB7 di 64 byte ciascuna. Il blocco Q invia a terra 128 canali telemetrici.

**4.4** Il blocco Y comprende il testo completo dei canali telemetrici analogici (i valori N da immettere nelle formule risolutive). Il formato è quello come da paragrafi 3.4.1 e 3.5.2 e fig. 7a. In questo blocco Y la traduzione dei numeri in caratteri contenuti nelle righe TB0, TB1, TB2 prende una parte considerevole del tempo di lavoro del computer del satellite. Siccome la stessa elaborazione si può fare più agevolmente e meglio a terra utilizzando i dati di un blocco Q, questo blocco Y viene trasmesso consecutivamente una volta sola ogni nove blocchi. Es. Q-K-Q-L-Q-M-Q-N-Q-Y-Q...ecc.

#### Specifiche sulla trasmissione

Il formato base dei blocchi usati dall'AMSAT per le comunicazioni digitali telemetriche fra satellite e terra e le tecniche relative non sono limitate all'uso su satelliti, ma possono essere utilizzate nella trasmissione di dati fra stazioni per comunicazioni terrene.

**1.1.** Terminologia: T è il tempo di durata di un singolo elemento di informazione (normalmente un bit). Vedasi figura 7.

#### 3 Formati del blocco

Composizione del blocco e numero di byte  
Interlinea 64 byte (50 esadecimale o blank)  
Vettore di sincronismo 4 byte  
Vettore dati 512 (cioè 64 x 8 righe)  
Vettore CRC (controllo errori) 2 byte  
coda 48 byte

#### 3.1 Standard di trasmissione dei bit

**3.1.1** I dati sono trasmessi come flusso di byte sincroni contigui formati da 8 bit ciascuno.

**3.1.2** Ordine di trasmissione dei bit: in ogni byte più significativo, B0, viene trasmesso per primo mentre il meno significativo, B7, viene trasmesso per ultimo.

**3.2** Byte di riempimento o blank: per ogni blank viene trasmesso il numero esadecimale 50 (01010000)



### 3.3. Interlinea

**3.3.1** E' costituita da 1,28 sec. di byte di riempimento, ossia 1,28 sec. x 400 bit/sec. = 512 bit/8 = 64 byte di blank.

### 3.4 Vettore di sincronismo

**3.4.1.** E' formato dalla sequenza di 4 byte che esprimono i numeri esadecimali 39, 15, ED, 30. Se occorre mantenere la segretezza del blocco, il vettore di sincronismo sarà costituito da 8 byte di numeri esadecimali ignoti ,?, ?, ?, ?, ?, ?, ?, ?.

### 3.5 Vettore dati

**3.5.1** E' costituito da 512 byte di dati

**3.5.2** Oppure da un multiplo intero di 256 byte.

**3.5.3** Oppure da 256 byte codificati in modo convoluzionale, per cui in totale ci vogliono 512 byte per trasmettere lo stesso messaggio. Nella PSK convoluzionale ogni byte è controllato con se stesso più o meno come nell'AMTOR.

### 3.6 CRC - Cycling Redundancy Check

Tutti i 512 byte costituiti da  $512 \times 8 \text{ bit} = 4096 \text{ bit}$  vengono contati. Gli zeri (0) e gli uno (1) vengono immessi in un generatore del polinomio internazionale  $x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$ . Il polinomio riceve i bit 0 ed 1 nell'ordine di trasmissione ed alla fine produce un vettore CRC a 16 bit. I due byte del CRC vengono trasmessi alla fine del blocco, dopo i 512 byte di dati e ciò per ogni blocco.

**3.6.2** Il CRC può essere non trasmesso.

### 3.7 Coda del messaggio

**3.7.1** E' costituita da 0,96 sec. di byte di riempimento (blank), ossia da  $0,96 \times 400 \text{ Hz} = 384 \text{ bit} = 84 : 8 = 48 \text{ byte}$

## 6 - I beacon

**6.1 Engineering Beacon (EB)** . Questi beacon - su 145,987 e 436,020 MHz per AO-10 (145,987 e 435,675 MHz per AMSAT Phase III-C) - trasmette soltanto dati a 400 baud PSK in assistenza alle Command Station e funzionano solo durante il caricamento di software verso il satellite. Il demodulatore che descriviamo è adatto a ricevere i dati di questi beacon. L'attuale programma standard di trasmissione di EB su AO-10 comprende la sequenza di blocchi K,Q,L,Q,M,Q,N,Q,Y,Q,K...ecc, che si ripete nel tempo.

### 6.2 General Beacon (GB)

Questi beacon - su 145,810 e 436,040 MHz per AO-10 (145,810 e 436,650 MHz per AMSAT Phase III-C) - hanno la possibilità di trasmettere in CW a 60 caratteri al minuto, in RTTY a 50 baud 1700 Hz FSK e in PSK a 400 baud.

### 6.3 Sequenze previste.

Sono soggette a cambiamenti. La più comune è la seguente, che si ripete all'ora ed alla mezz'ora.

H Bollettino CW a 60 car./min.  
H+5 PSK a 400 bit/sec.;  
blocchi K,Q,L,Q,M,Q,N,Q,Y,Q...ecc.  
H+15 RTTY a 50 baud FSK con 1700 Hz di shift  
H+20 PSK come H+5  
H+30 La sequenza si ripete come da H in poi  
Quando il GB è permanentemente in trasmissione come sopra, lo EB viene tenuto spento.

#### AO-10 PSK-TLM

Ch.No.	Function	Equations / Comments
00	BCR Input Voltage	$V = 0.150 \cdot N$ (Volts)
01	L-Xponder Power out	$P = (253-N)^2 / 2000$ (Watts-avg)
02	U-Xponder Rcvr Temp.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
03	BCR Output Voltage	$V = 0.075 \cdot (N-10)$ (Volts)
04	Special Function	
05	U-Xponder TX Temp.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
06	+14V Separated Current	$I = (N-15) \cdot 20.64$ (mA)
07	(to transponders)	
08	+10V Regulator Voltage	$V = (N-12) \cdot 0.050$ (Volts)
09	Helium Tank Pressure	$P = (N-34) \cdot 44.44$ (Bar) 1 Bar=1 Atmos.
0A	14U Module Temp.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
0B	+14V Separated Current	$I = (N-15) \cdot 4.128$ (mA)
0C	(to other loads)	
0D	BCR Osc. #1 Status	Status N=0=OFF, N=90=ON (at avg.load)
0E	Helium Reg. Output Pres.	$P = (N-37) \cdot 0.8$ (Bar)
0F	BCR Module Temp.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
10	+10V Regulator Current	$I = (N-15) \cdot 4.128$ (mA)
11	BCR Osc. #2 Status	Status N=0=OFF, N=92=ON (at avg.load)
12	Spare Pressure Channel	Not Used
13	SEU Module Temp.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
14	Battery Charge Current	$I = (N-15) \cdot 10.32$ (mA) for I<0 : N=0 N=65=sun perpendicular to sensor surface N=20 to 30 : typical
15	+2 Sensor	
16	Special Function	
17	Main Battery #1 Temp.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
18	BCR Output Current	$I = (N-15) \cdot 20.64$ (mA)
19	-2 Sensor	N=65=sun perpendicular to sensor surface N=20 to 30 : typical
1A	Kick Motor Support	$T = (N-12) \cdot 4.0$ (deg. C)
1B	Truss Temp.	delta T above Ch. #28 Temp.
1C	Main Battery #2 Temp.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
1D	BCR Input Current	$I = (N-15) \cdot 10.32$ (mA)
1E	Spin Rate	$Wz = 0 : N < 139 : Wz = (508/(N-116)) - 2$ $Wz = 139 : N < 255 : Wz = 0.8 \cdot (139-N) + 2$ N < 100 : 0 dB gain reduction N > 100 : gain red.(dB) = $(N-100)^2 / -189$
1F	L-Xponder A.G.C.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
20	Aux. Battery Temp.	$I = (N-15) \cdot 4.128$ (mA)
21	Array #6 Current	
22	(Arm 3 ; Panel b)	
23	U-Xponder Power Out	$P = (200-N)^2 / 2000$ (Watts avg.)
24	Helium Tank Temp.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
25	Solar Array #1 Temp.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
26	(Arm 1 ; Panel a)	
27	Array #5 Current	$I = (N-15) \cdot 4.128$ (mA)
28	(Arm 3 ; Panel a)	
29	U-Xponder A.G.C.	N < 83 : 0 dB gain reduction N > 83 : gain red.(dB) = $-(N-83)^2 / 1000$
2A	L-Xponder Xmt Temp.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
2B	Solar Array #3 Temp.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
2C	(Arm 2 ; Panel a)	
2D	Array #4 Current	$T = (N-15) \cdot 4.128$ (mA)
2E	(Arm 2 ; Panel b)	
2F	Special Function	
30	L-Xponder Rcvr Temp.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
31	Solar Array #5 Temp.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
32	(Arm 3 ; Panel a)	
33	Array #3 Current	$I = (N-15) \cdot 4.128$ (mA)
34	(Arm 1 ; Panel a)	
35	Special Function	
36	Central Support Wall Temp. (Arm 1)	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
37	Nitrogen Tetroxide Tank Temperature	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
38	Aux. Battery Voltage	$V = (N-10) \cdot 0.075$ (Volts)
39	Cent.Support Cylinder Temp. (in Arm 1)	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
3A	Earth Sensor Temp.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
3B	L-Xponder +9V Reg. Volt.	$V = (N-10) \cdot 0.044$ (Volts)
3C	UDMH Tank Temperature	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
3D	Nutation Damper Temp.	$T = (N-127) / 1.82$ (deg. C)
3E		
3F		

Questi modi operativi sono soggetti a molte variazioni per motivi tecnici. Su AO-10 - modo L - la sequenza prevedeva solo PSK e RTTY. La RTTY, che favoriva l'aumento della potenza di uscita dei transponder, veniva trasmessa agli intervalli H, H+15, H+30, H+45, H e per 5 minuti ad ogni intervallo. Il restante tempo, a intervalli di 10 minuti era in PSK.

Attualmente AO-10, dopo il secondo recupero via software, trasmette solo un blocco speciale chiamato H. Indubbiamente avere accesso ai blocchi di telemetria rende l'OM partecipe attivo di tutti gli eventi, specialmente quando il satellite si trova in difficoltà. La telemetria è una pagina a parte della vita di un satellite ed offre enormi soddisfazioni all'OM che fa di questa attività una concreta ricerca.

(continua)

Soci: collaborate a Radio Rivista