

Stretched VISSR データの衛星中継

Relaying of the Stretched VISSR Data by GMS Spacecraft

鈴木孝雄*

Takao Suzuki*

Abstract

This is the proposal of the stretched VISSR data dissemination method which will enable to relay the VISSR data simultaneously with the VISSR observation. Owing to this effective usage of GMS, hourly VISSR observation will be possible. Summary of the tests conducted at the CDAS is also mentioned in this draft.

1. 概要

Stretched VISSR (以下 S・V とする) データとは、GMS から伝送された高速のバースト VISSR データを気象衛星通信所 (CDAS) に設置したシンクロナイザ・データバッファ (S/DB) 装置によって低速度の連続信号に組替えたもので、画像の作成処理等を行う計算機への入力に適合したデジタルデータである。

ここで述べる S・V データの衛星中継は、従来の FAX 画像等の中継とは異なった衛星のモードを用いて、生データとも言える S・V データを VISSR 観測の時間内に同時放送するものである。

この結果、利用局ではデータの即時取得が実現し、それぞれの規模と目的に応じた画像の作成と気象解析を行うことができ、衛星の運用においては大幅なスケジュールの緩和が期待できるため、毎時観測の実施が可能となる。

次に、S・V データの衛星中継システムの考え方を CDAS で行った伝送実験 (GMS-2 を使用) について紹介する。

2. S・V データの衛星中継システム

2-1. 衛星のモード

衛星の S バンド通信系の簡略図を Fig. 1 に示す。

* 気象衛星センター気象衛星通信所, Meteorological Satellite Center

S バンド通信系には、次の 3 つのモードがある。

- (1) VISSR/PCG モード
- (2) MFR (Multifunction Receiver) モード
- (3) VISSR/MFR モード

通常の VISSR 観測は (1) の VISSR/PCG モードを使用する。VISSR により光-電気変換された地球画像は、可視および赤外のアナログ信号として VDM に加えられ、14MBPS のフォーマット化したデジタル信号となる。スイッチ S_1 は地球が VISSR の視野に入る約 20 度の回転範囲の期間のみ VDM につながるため、この間 S バンド搬送波は VDM の出力信号によって変調されている。また、他の 340 度の範囲では S_1 は PCG 側に倒れ、約 10 MBPS の PN 符号が VISSR データに替って変調器に入力される。変調器の出力は S_2 を通り S バンド TX によって約 20W に増幅されて地上局に送信される。このモードの PCG への切替えは S バンド TX に使用した能動素子のストレスを軽減するもので、PN 符号そのものは、復調する際に意味を持っていない。

(2) の MFR モードは通信衛星と同様、GMS を中継器として使用するモードで、S バンド TX には、スイッチ S_2 によって S バンド RX の出力が接続される。三点測距および HR-FAX, LR-FAX 等はこのモードで運用される。

(3) の VISSR/MFR モードは、ここで述べる S・V データの衛星中継に使用する。このモードは、 S_1 を VDM 側に固定し VISSR モードの S_1 と同じタイミングで S_2 を切替えており、VISSR モードの PCG を S バンド RX

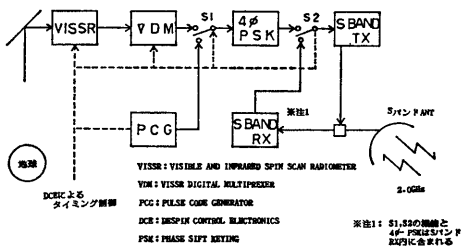


Fig. 1 S band communication system block diagram.

に置き換えたもので、VISSR データの送信とデータ中継を衛星の回転と同期して交互に行っている。

S・V データの観測同時中継は、この断続する MFR

モードによって可能となる。

2-2. S・V データ作成の現状

Fig. 2 は、地球の中心に対する VISSR の視線の回転角度と VDM によって出力される VISSR データのフォーマットを対応させて示したものである。VDM の電源が ON になると、復調時の変調波トラッキングに必要なプリアンプル信号につづいて同期信号、ライン番号等から成るシンクワードが出力される。このあと、1 画素に相当する IR, V₁~V₄ データを 1 ワードに組み、4 ワード分を 1 マイナ・フレームとして 1 走査、約 3573 マイナ・フレーム (100 rpm 時) の画像データが、これにつづく。

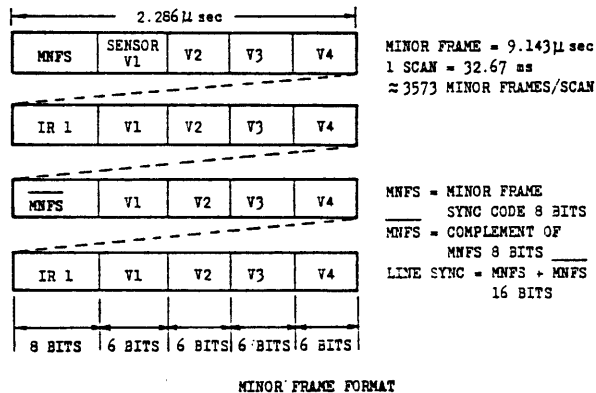
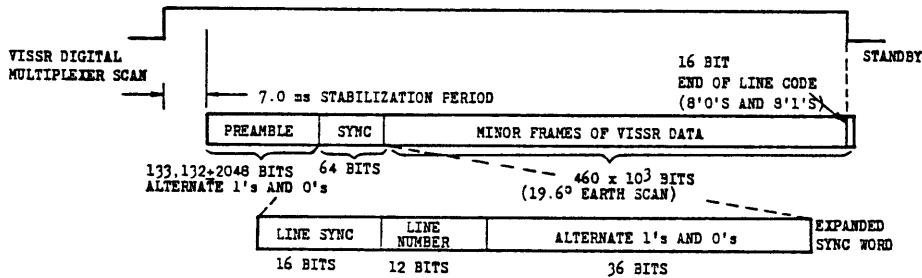
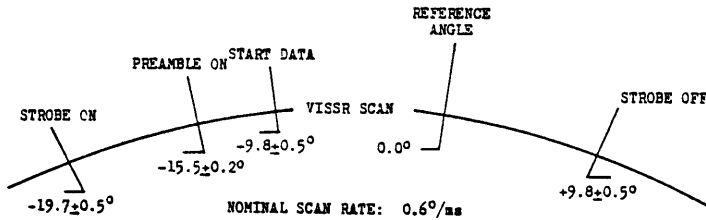


Fig. 2 VDM output data format.

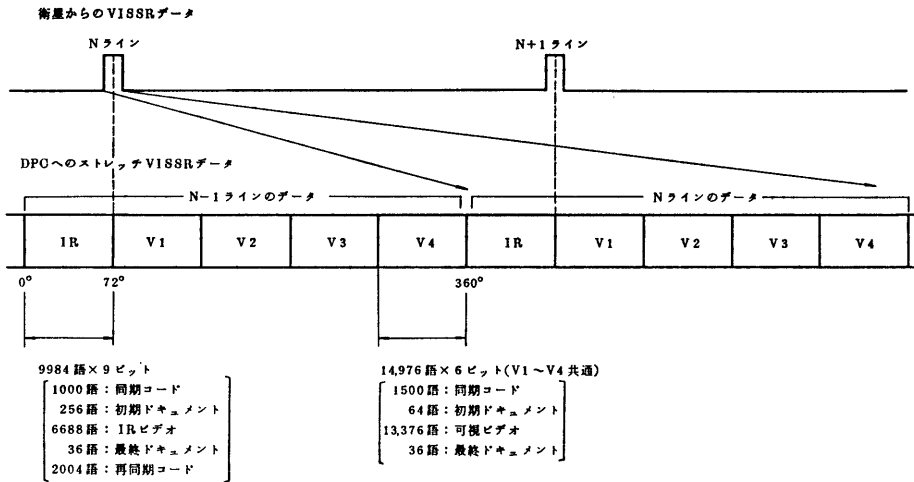


Fig. 3 S.V data format.

この信号は、CDAS の4 相位相復調装置によって 14 MBPS のバースト信号として再生されるが、このままでは画像処理用の信号として不完全である。このため、CDAS では前処理として S/DB 装置によって Fig. 3 に示すフォーマットの S・V データに変換する。この際、衛星のスピン周期に関係なくスキャン当りのデータ量は一定に保たれる。

S/DB 装置は、衛星からのデータ伝送タイミングから 1 走査時間遅れて IR, V₁, V₂, V₃, V₄ の順で 1 走査相当の画素データを各セクタに編集する。この時、各セクタの先頭には画像記録装置の同期に必要な PN 符号と画像データの処理に欠かせない各種のドキュメントが付加されている。

S・V データは、衛星の回転周期に同期して伸長した 748.8KBPS (100 rpm 時) の連続したデジタルデータである。

2-3. 衛星中継用 S・V データの考え方

従来の S・V データをそのまま衛星の VISSR/MFR モードで中継すれば、VISSR データの送信期間で S・V データの 1 部が欠損することになる。

次に衛星中継用 S・V データのフォーマットと送信タイミングについて述べる。

(1) フォーマット

衛星中継用の S・V データは従来の S・V データを圧縮して、新たに空セクタを設けて VISSR 送信期間に割り当てる。この場合、空セクタが VISSR 送信期間より

長ければ S・V データの圧縮は自由に設定できることになるが、データの圧縮を行うと変調周波数が高くなり帯域幅を広くするので回線設計上、必要最少限であることが望ましい。また、利用局の画像記録装置がドラム回転方式である場合を考慮すれば、空セクタの長さは画像セクタの整数倍である必要がある。

ここでは、VISSR 送信期間が Fig. 2 より最大値で 26.3 度あることから、6 分割方式を提案する。(Fig. 4)

なお、空セクタについては復調時の PLL の同期に有利なように S・V データと同じビットレートのパルスを入れておくものとする。

(2) 送信タイミング

S・V データの送信タイミングは次の要素で決定される。

(ア) 衛星と CDAS 間の伝搬時間

(イ) 衛星の回転周期変動による中継時間の増減(S/DB 装置の最大許容偏差は 100 ± 10 rpm)

(ア) は固定値として考えて良いが、(イ) は変動要素であるからフォーマットを含めた送信タイミングを考慮しておかなければならない。

衛星と CDAS における VISSR 信号および S・V データの時間的な関係を Fig. 4 に示す。

6 分割方式の場合、空セクタを衛星の VISSR 送信期間に割り当てた後、衛星 CDAS 間の伝搬時間 TD だけ S・V データの送信タイミングを早めれば (ア) は満足される。衛星-CDAS 間の距離を 37000 km とすると、TD は約 123 mSec となる。

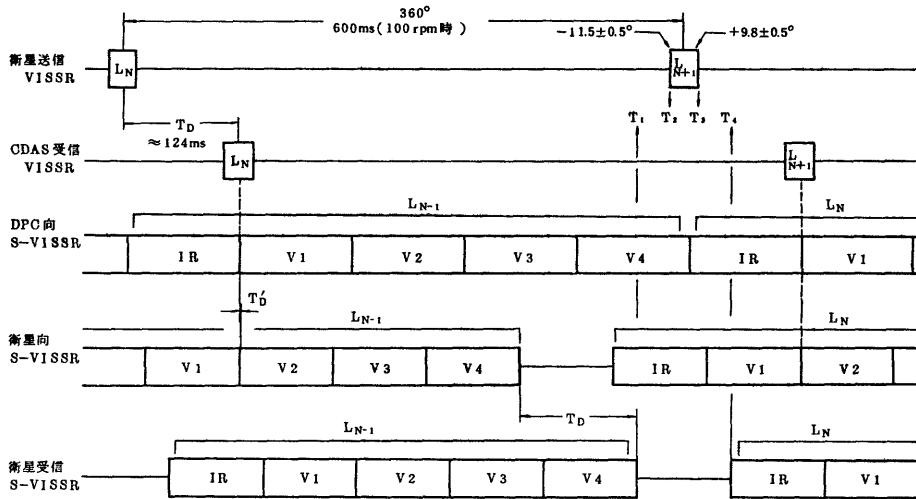


Fig. 4 S.V data timing chart for satellite relaying.

また、図中の TD' は衛星向 S・V データの V_2 セクタの開始点と、それより 1 走査後に衛星が送信した VISSR データ L_N との時間差として、(イ)の送信タイミングを考えるために便宜上、設定したものである。

L_N を基準に $TD'=0$ として空セクタの L_{N+1} に対する許容範囲を求めると、衛星の回転が早くなった場合 L_{N+1} が左方に移動し、衛星受信 S・V データの V_4 セクタを削る恐れがあり、逆に、回転が遅くなれば IR セクタへの影響が予想されるから、回転レートの最大値 R_{max} と最小値 R_{min} は $TD=123 \text{ mSec}$, $T_2-T_1=0$, $T_4-T_3=0$ とすれば次式で表わされる。

$$R_{max} \approx \frac{27.3}{0.246} \approx 110.9 \text{ [rpm]}$$

$$R_{min} \approx \frac{21.7}{0.246} \approx 88.2 \text{ [rpm]}$$

この結果より、6分割方式を用いた場合、 $TD'=0$ の送信タイミングを取るだけで、衛星の回転レートが次の範囲であれば、S・V データの衛星中継が行えることが判る。

$$89 \text{ rpm} \leq R \leq 110 \text{ rpm}$$

また、 TD' を調整すれば最大許容偏差値の範囲でも中継が行える。

なお、実際の衛星の回転レートは運用規準によって $100 \pm 1 \text{ rpm}$ の範囲に管理されているので、この結果は、これを十分満足している。

2-4. S・V データ中継システムの設計

(1) 変調方式

衛星中継では、衛星の通信系の性能が限定されるので、復調の際に符号誤り率に対するスレッショールドが、できるだけ低く、伝送効率の高い変調方式を選択する必要がある。

このことから、S・V データの伝送には、PCM 信号による 2 相または 4 相位変調方式が適当である。

ここでは、ハードウェアの複雑な 4 相位相変調を避け、実用性の高い 2 相位相変調方式を採用して回線設計を行う。

(2) S・V データのビットレート

従来の S・V データは、748.8 KBPS (衛星の基準回転レート 100 rpm 時) であり、これを、6 分割方式の S・V データに圧縮すると

$$748.8 \text{ [KBPS]} \times \frac{6}{5} = 898.5 \text{ [KBPS]}$$

のビットレートになる。

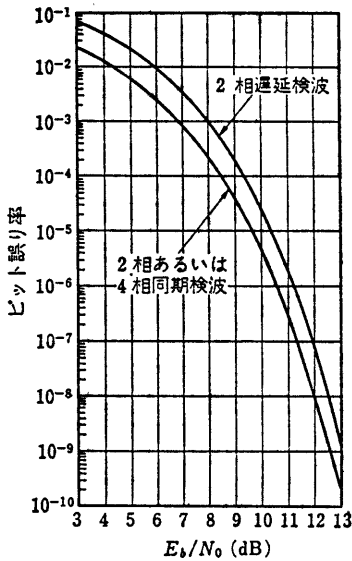
また、S/DB における衛星の回転レートの最大許容偏差 $100 \pm 10 \text{ rpm}$ の範囲について計算すると、ビットレートは 449~988 KBPS である。

(3) 回線設計

回線設計は、利用局として既に設置されている中規模利用局程度のシステムを想定して行う。

まず、所要 C/N_0 を求める。

① E_b/N_0 : 1 ビット当りのエネルギー対雑音比で符号誤り率を 10^{-6} として Fig. 5 より求める。



2相あるいは4相 PSK 同期検波と2相 PSK 遅延検波の E_b/N_0 に対するビット誤り率

Fig. 5 E_b/N_0 vs Bit error rate. 2ϕ or 4ϕ PSK coherent detection, and 2ϕ PSK delay detection.

10.5 dB

② 符号変換による劣化分：極性の不確定性を除くためのマージン

0.3 dB

③ ハードウェア劣化分：主に変復調部

2.0 dB

④ ビットレート：NRZ-L を符号変換し，NRZ-S またはMの形式を用いる。ビットレート＝帯域幅 (988 KBPS：最大値)

59.9 dB

①②③④より

Table 1 Characteristics of S.V link.

項目	CDAS→GMS	GMS→CDAS	備考
EIRP (dBm)	107.0	53.5	※注1：988、940mのワイド帯
送信ANTトラッキングロス (dB)	-0.7	0	
伝搬損失 (dB)	190.2	188.7	※注2：38000km
受信ロス・受信ANTトラッキングロス (dB)	-0.2	-1.3	
G/T (dB/K)	22.0	11.0	※注4：ANT=4m C=34dB システム雑音150K
ボルツマン定数 (dB/K・Hz)	198.6		
C/N ₀ (dB/Hz)	92.5	73.1	
総合 C/N ₀ (dB/Hz)	73.1		
所要 C/N ₀ (dB/Hz)	72.7		
マージン		0.4	

所要 $C/N_0=72.7$ dB

以上の値による回線設計値を Table 1 に示す。

結果として 0.4 dB のマージンを得る。

なお、利用局の低雑音増幅器の雑音温度（現行では 150°K）を 100°K（FET 方式で可能）程度にすれば，G/T を約 1.3 dB 増加でき，計 1.7 dB のマージンのある回線が成り立つ。

3. CDAS の伝送実験

3-1. 実験の概要

実験は，CDAS の HR-FAX 送信系で実施した。

(1984. 11. 8 GMS-2 使用)

実験系統図を Fig. 6 に示す。

衛星から送られてきた VISSR データは，受信装置で 70 MHz 帯の IF 信号になり，分配器 (DIV) を通り 4 相位相復調装置で復調される。この信号は，S/DB 装置で S・V データに変換され，S・V 変復調装置の変調部で 2 相位相変調される。ここで使用した S・V データは，従来の 5 分割方式のもので 748.8 KBPS のビットレートである。変調部の出力信号は，HR-FAX と同じ 67.1 MHz の IF 信号となり，アンテナから 2029.1 MHz で衛星にアップリンクされる。これは，衛星内で中継され，1687.1 MHz のダウンリンク信号として再び CDAS の受信装置に戻り，S・V 変復調装置の復調部に入力される。

復調信号の 1 つは，地上マイクロ・ウェーブ回線を通じて気象衛星センターのダイレクト画像記録装置 (Laser Beam Recorder) で，フィルム記録をした。もう一方の出力は，CDAS の CRT 表示式画像モニターで同時モニターを行いながら，データレコーダに記録した。

3-2. S・V 変復調装置の構成と動作

S・V 変復調装置の構成を Fig. 7 に示す。変調部は，符号変換を行うエンコーダと 2 相位相変調器からな

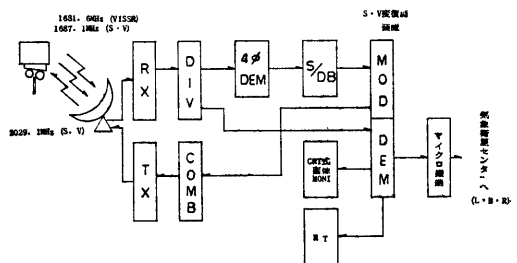


Fig. 6 System diagram for experiments.

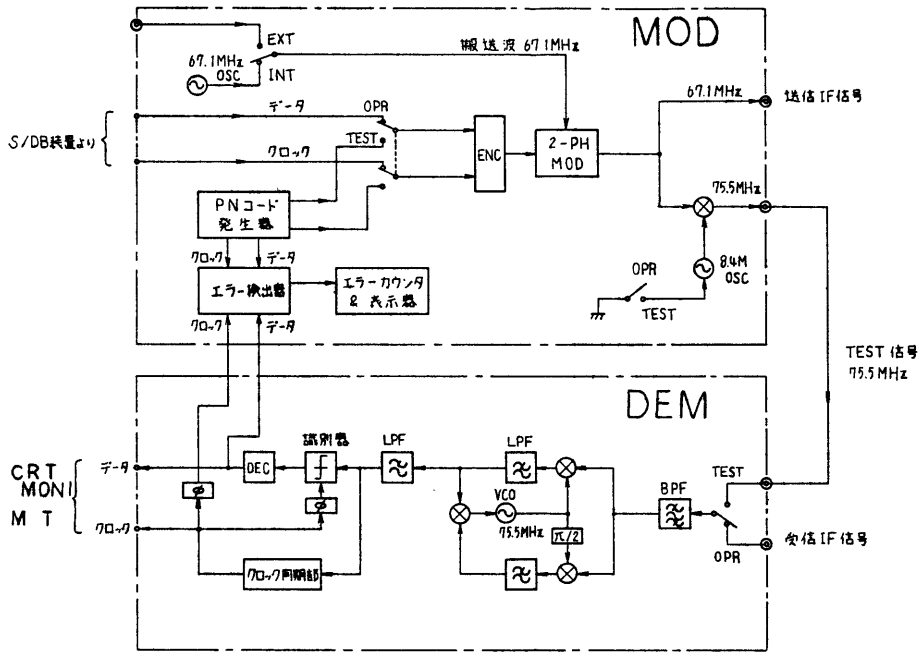


Fig. 7 S.V modem block diagram.

る。ここで行う変換は、復調の際、再生搬送波の位相の不確実性によって生じる出力データの誤りを除去するものである。

復調部は、キャリア再生回路と符号識別再生回路に分かれる。

また、PNコード発生器とエラー検出器、エラーカウンタ表示器は、変復調装置単体の符号誤り率を測定するための回路である。これは、新たにPN符号同期回路等を設けることで、衛星中継回線の符号誤り率を測定することが可能である。

次に変復調器について動作の概要を述べる。

(1) 変調器

2相 PSK (2 相位相変調) 信号 $S(t)$ は、次式で表わされる。

$$S(t) = D(t) \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

$D(t)$ は変調信号ただし、 $D=1$ or -1 とする。

2相 PSK は、Fig. 8 のように変調信号が反転すると搬送波の位相は、0 から 180° に変化する。

この2相 PSK 信号は、Fig. 9 に示すようなダブルバランスド・ミキサを用いた $0/\pi$ 2 相 PSK 変調器により簡単に発生することができる。

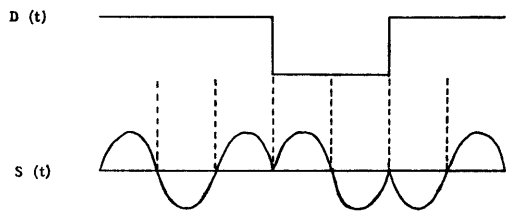


Fig. 8 2φ-PSK wave form.

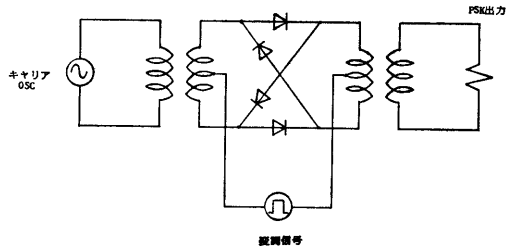


Fig. 9 2φ-PSK modulator.

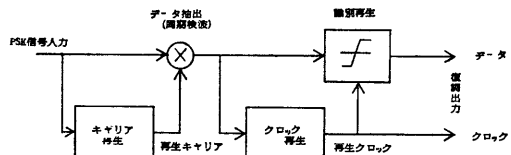


Fig. 10 Demodulator block diagram.

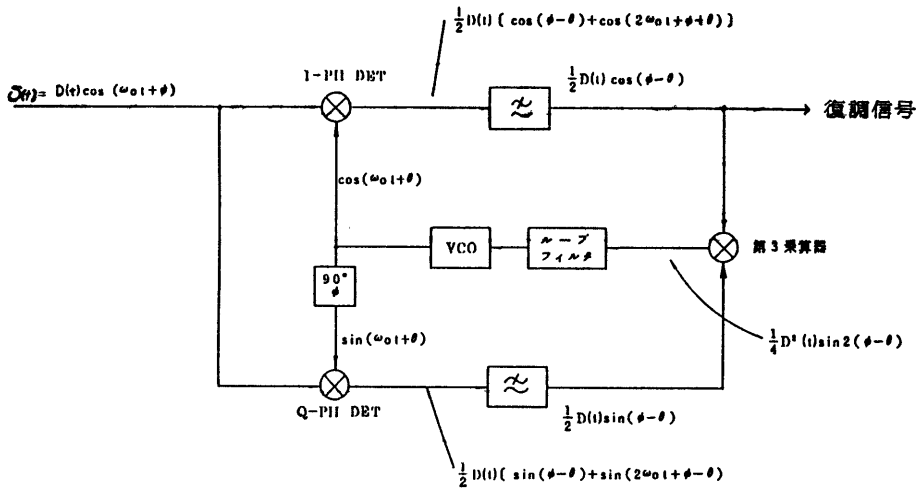


Fig. 11 Costas loop circuit.

(2) 復調器

復調器の基本系統図を Fig. 10 に示す。

キャリア再生部は、コスタス・ループ回路を用いてキャリアの含まれていない2相 PSK 波から安定したキャリアを再生する。また、符号識別再生は、D型フリップフロップを用いて簡単に行える。

Fig. 11 は、コスタスループの構成図である。

入力信号 $S(t) = D(t)\cos(\omega_0 t + \varphi)$ は I-PH DET と Q-PH DET に同時に入力され、このとき、二つの位相検波器からは次の式に示す信号が出力される。

I-PH DET の出力

$$\frac{1}{2}D(t) [\cos(\varphi - \theta) + \cos(2\omega_0 t + \varphi + \theta)]$$

Q-PH DET の出力

$$\frac{1}{2}D(t) [\sin(\varphi - \theta) + \sin(2\omega_0 t + \varphi + \theta)]$$

これらの出力は、LPF によって高周波成分 ($2\omega_0 t$) が除かれ、I Q の各チャンネルに、それぞれ

$$\frac{D(t)}{2} \cos(\varphi - \theta), \quad \frac{D(t)}{2} \sin(\varphi - \theta)$$

が、現われる。

この二つの信号には、変調信号の他にキャリア成分が含まれているので、これを抽出するために再び乗算器に加える。この結果

$$\frac{1}{4}D(t)^2 \sin^2(\varphi - \theta)$$

を得るが、 $D(t)^2$ 成分をループ・フィルタで取除くと

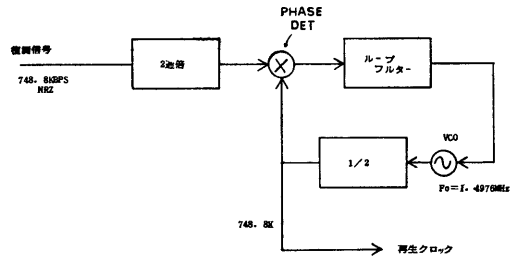


Fig. 12 Clock generative circuit.

VCO は $\sin^2(\varphi - \theta)$ によって掃引される。つまり、VCO の位相 θ がキャリアの位相 φ を追尾し、 $\varphi = \theta$ のとき、コスタス・ループは安定する。このとき VCO の周波数は、 $\cos(\omega_0 t + \varphi)$ となり 2 相 PSK 信号のキャリアを再生している。さらに、I チャンネルの出力は、 $1/2 D(t)$ であるから復調信号として利用できる。

次に、データの符号識別再生を行うが、これに必要なクロック再生を Fig. 12 に示す PLL 回路によって行い、S/N を改善したクロックを作り出す。

この再生クロックと帯域制限および波形成形を行った復調信号を D 型フリップ・フロップに入力すると出力に変調信号データと等しい信号が得られる。

この間の各信号の様子は、Fig. 13 の㉑から㉒のようになる。

3-3. 実験結果

今回の実験は、従来の S・V データを用いた簡単な伝送実験であるが、S・V データのフォーマットや送信タ

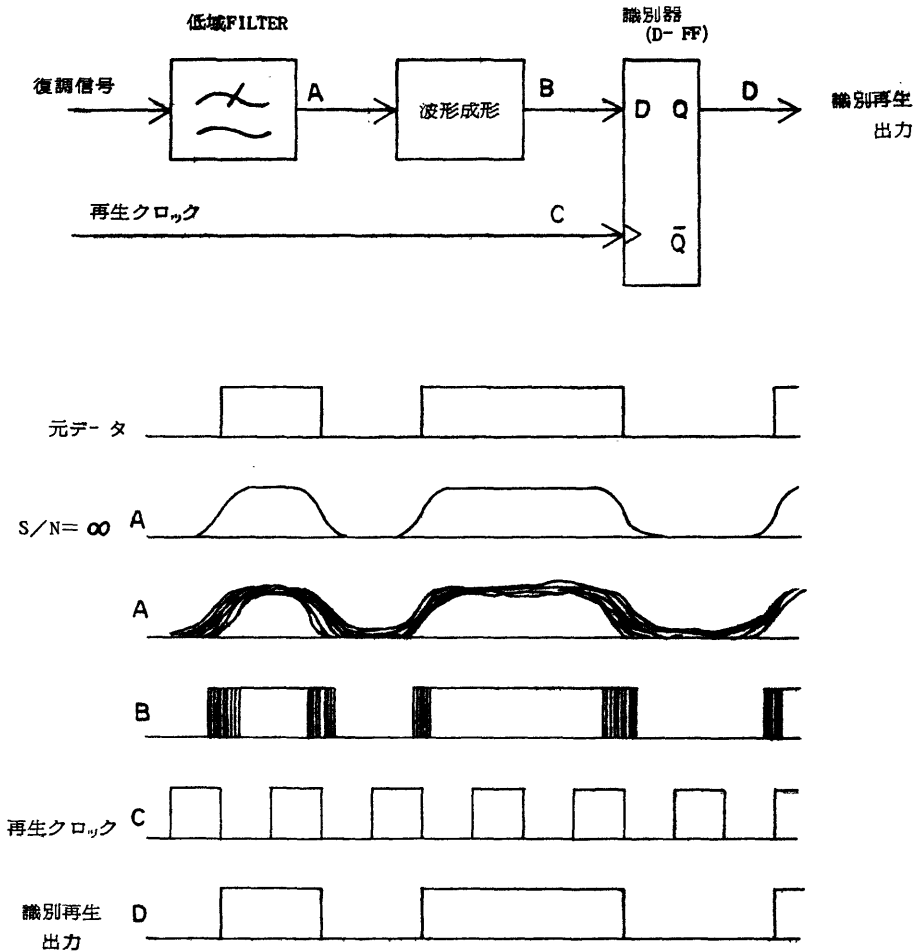


Fig. 13 Decoding circuit and Signal Format at each point.

イメージングの考え方の参考資料として貴重なデータが得られ、間接的ではあるが回線設計値を裏付ける結果が得られた。

Photo 1 は、CDAS で受信した衛星中継 S・V データの IF 帯のスペクトラム写真である。この場合、送信時に帯域制限を行っていないのでスペクトラムが広く分布しているが、受信の際は 1MHz の帯域で受信できる。

Photo 2 は、LASER BEAM RECORDER による復調 S・V データのモニタ画像である。画像の約 3 分の 1 右側にデータ抜けが見られるが、これは図 5 の DPC 向けの S・V データを CDAS 衛星間の伝搬時間分だけ遅らせると V_4 セクタの末尾が VISSR 送信期間に重なることから、予想されたデータの欠損部である。また、画像の左側から右端にライン抜けがあることから、データの欠損部が V_4 セクタの同期信号にも、およんでいると考

えられる。

この欠損部の解析は、衛星中継用 S・V データのフォーマットと送信タイミングを設定するのに欠かせないため、DPC の計算機による調査を行っている。

また、受信 S・V データが断続して利用局の復調装置に入力されるため、PLL 回路の同期時間等が無視できず、これらについての調査も同時に行っており、この S・V データの衛星中継を実現するために検討を重ね準備を進めている。

参考文献

上田真也, 1980: VISSR データ収集システム: 気象衛星センター技術報告 (特別号 I-2), 113-122.

略語表

BPF Band Pass Filter. 帯域濾波器

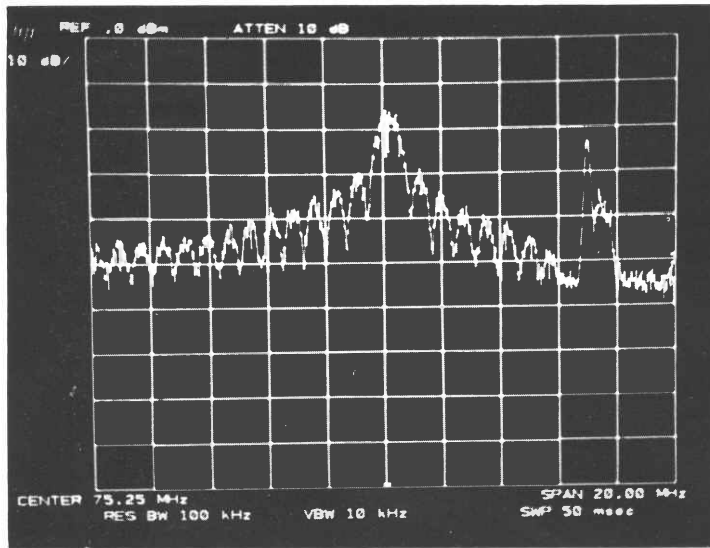


Photo 1 Received IF band spectram.

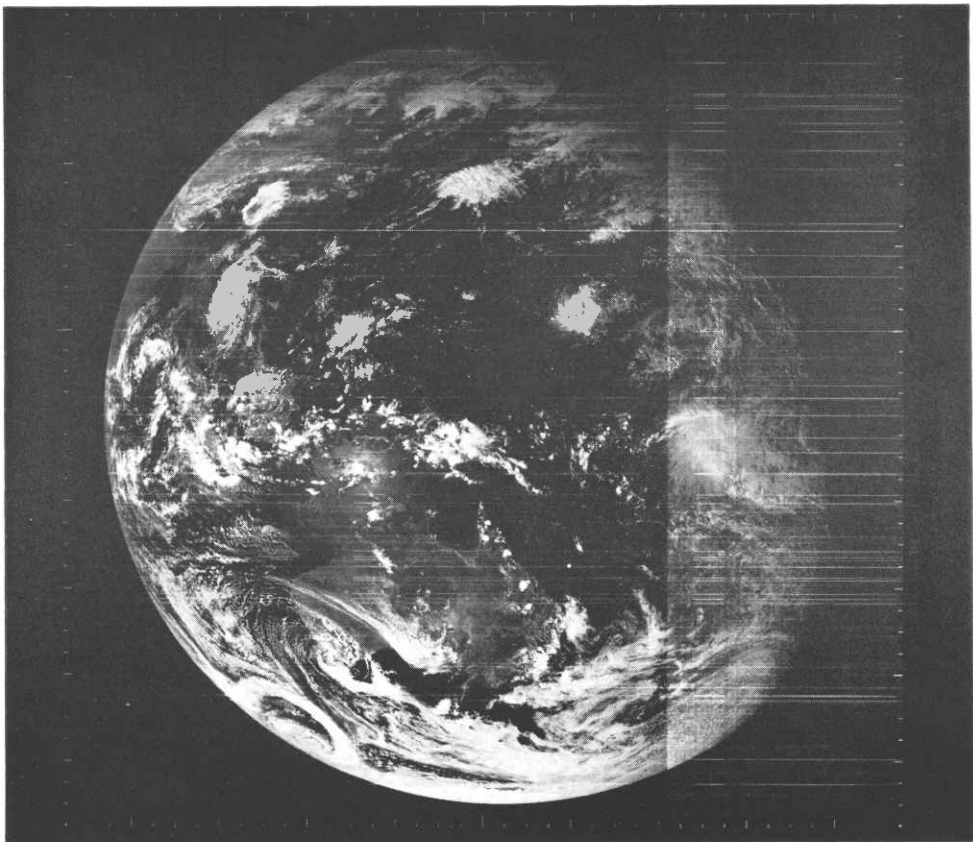


Photo 2 Received LBR image.

METEOROLOGICAL SATELLITE CENTER TECHNICAL NOTE No. 11. MARCH 1985

CDAS Command and Data Acquisition Station. 指令資料収集局	NRZ-L Non Return to Zero-Level. デジタル符号の1種で信号“1”がレベル1であれば信号“0”はレベル1でない符号
C/N ₀ Carrier to Noise Ratio. 搬送波対雑音比。1Hz当りの搬送波と雑音エネルギーの比率	NRZ-M Non Return to Zero-Mark. デジタル信号の1種で信号“1”ではレベルが変化し、信号“0”は変化しない符号
COMB Combiner. 合成器	NRZ-S Non Return to Zero-Space. デジタル信号の1種で信号“1”ではレベルの変化が無く信号“0”で変化する符号
CRT Cathode-Ray Tube. 陰極線管, ブラウン管	OSC Oscillator. 発振器
DEC Decoder. 復号器	PLL Phase Lock Loop. 位相同期ループ。入力信号の位相に追従する位相同期回路
DEM Demodulator. 変調器	PN 符号 Pseudo Noise Code. 擬似ランダム雑音符号
DIV Divider. 分配器	RX Receiver. 受信機
DPC Data Processing Center. データ処理センター, 気象衛星センター	S-バンド S-Band. 無線周波数帯域の呼称の1種で1.55 GHz-5.2 GHz の範囲
EIRP Equivalent (Effective) Isotropically Radiated Power. 等価等方副射(放射)電力	S/DB Synchronizer/Data Buffer.
ENC Encoder. 符号発生器	S/N Signal to Noise, Power or Voltage Ratio. 信号対雑音の電力または電圧比
FET Field Effect Transistor. 電界効果トランジスタ	TX Transmitter. 送信機
GMS Geostationary Meteorological Satellite. 日本の静止気象衛星「ひまわり」	V ₁ ~V ₄ Visible 1~Visible 4. VISSR の1走査に出力される可視データの呼称
G/T Gain to Noise Temperature Ratio. アンテナ利得対総合雑音温度比	VCO Voltage Controlled Oscillator. 電圧制御発振器
IF Intermediate Frequency. 中間周波数	
LPF Low Pass Filter. 低域濾波器	
MOD Modulator. 変調器	
MODEM Modulator and Demodulator. 変復調器	
MT Magnetic Tape Recorder. データレコーダ	