

マイクロコンピュータを用いたシンセサイザの制御

太田 健次*, 江口 博之*

Control of Synthesizer Using a Microcomputer

Kenji Ota* and Hiroyuki Eguchi*

(Received March 31, 1981)

1. To develop the equipment of observing whistlers, we produce the false signals of a whistler as a trial. The synthesizer producing the false signals of the whistler is controlled with a microcomputer. The trial has the following advantages:
 - 1) The signals of a false whistler are produced with a high degree of accuracy.
 - 2) It has excellent durability without a motor.
 - 3) It is economical compared to another method.
2. Using the synthesizer controlled by a microcomputer for the local oscillator of the SELEMO, we can observe the characteristic curve of an audio amplifier or filter using an oscilloscope with a Z axis and external trigger

1. まえがき

東亜電波工業(株)のデジタルシンセサイザ(FS-231A)はPLL回路とデジタル演算回路によるデジタル直接合成回路の結合によって構成されたシンセサイザである¹⁾。付属機能としてBCDコードによるリモートコントロール信号により発振周波数の外部制御も可能である。我々はこのシンセサイザにマイクロコンピュータを接続し、擬似ホイッスラ発生装置とセレモの改良を行ったので報告する。

2. 擬似ホイッスラ発生装置

2-1 方式について

ホイッスラは雷放電により放射された電磁波の一部がおおむね地球の磁力線に沿って磁気圏プラズマ中を伝搬し、対称半球へ到達するVLF帯の電磁波である²⁾。ホイッスラは日本のような低緯度では発生頻度も少なく、毎

時50分から52分までの2分間に発生するホイッスラを解析するルーチン観測のみでは十分とは言えない。我々はこの欠点を補うため数年前よりホイッスラの自動観測を行い観測機器の改良を行っている³⁾。擬似ホイッスラ発生装置はホイッスラ解析装置の校正および観測機器の開発などに必要なものである。ホイッスラの周波数を $f(\text{Hz})$ とし、波源である空電から対称半球へ到達する伝搬時間を $t(s)$ とすると

$$t = Df^{-\frac{1}{2}} \quad (1)$$

の関係があり、 D の値を分散値という。擬似ホイッスラの開発は古くから行なわれているが、時間 t と周波数 f が非直線であり機械的な加工部が必要となっている⁴⁾。

デジタルシンセサイザにより擬似ホイッスラを発生させるためマイクロコンピュータでリモートコントロールさせ(1)式の曲線を段階的に出力させる。この方法としてホイッスラを一定時間づつ区切り、その時間での周波数を

*電子工学科 (Department of Electronic Engineering)

変える方式。又は周波数の間隔を一定とし、その周波数の発生時間を変える方式とが考えられる。いずれの方式も段階的な変化を細かくすれば(1)式の曲線に近づけることが可能である。しかしマイクロコンピュータで任意の時間を多種類作るのは困難と考えられるので我々は前記の方式について研究した。

2-2 シンセサイザとマイクロコンピュータの接続

デジタルシンセサイザ(以下シンセサイザと記す)のリモートコントロールを第1表に示す。

第1表 シンセサイザのリモートコントロール

ピン番号	機能	ピン番号	機能	ピン番号	機能
1	1MHz	13	1KHz	25	1Hz
2	800KHz	14	800Hz	26	NC
3	400KHz	15	400Hz	27	NC
4	200KHz	16	200Hz	28	NC
5	100KHz	17	100Hz	29	NC
6	80KHz	18	80Hz	30	クロック出力
7	40KHz	19	40Hz	31	NC
8	20KHz	20	20Hz	32	NC
9	10KHz	21	10Hz	33	NC
10	8KHz	22	8Hz	34	リモート/マニュアル切換
11	4KHz	23	4Hz	35	GND
12	2KHz	24	2Hz	36	GND

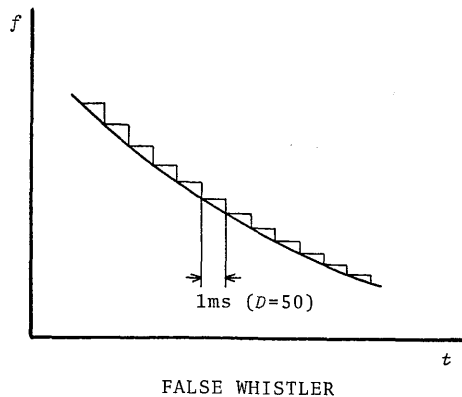
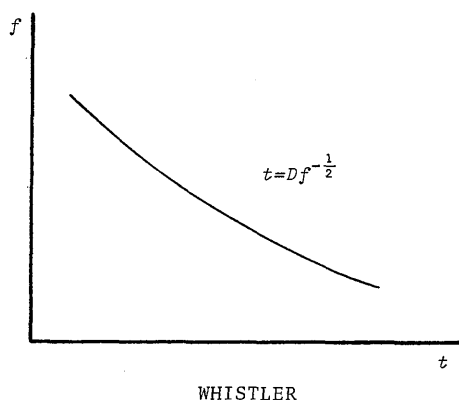
第2表 シンセサイザと TK-80 の接続

シンセサイザ ピン番号	機能	結合 コネクタ ピン番号	TK-80 ポート番号
11	4KHz	16	PB ₇
12	2KHz	15	PB ₆
13	1KHz	14	PB ₅
14	800Hz	13	PB ₄
15	400Hz	12	PB ₃
16	200Hz	11	PB ₂
17	100Hz	10	PB ₁
18	80Hz	9	PB ₀
—	—	8	—
—	—	7	—
19	40Hz	6	PC ₃
20	20Hz	5	PC ₂
21	10Hz	4	PC ₁
23, 25	5Hz	3	PC ₀
—	—	2	—
35/36	GND	1	GND

シンセサイザより全周波数をリモートコントロールで出力させるためには25ビットの並列信号を送る必要がある。しかしホイッスラの周波数成分は通常 8KHz~1KHz に存在しており、それ以外の周波数範囲は一般に必要としない。またマイクロコンピュータ TK-80 (TK-80 と記す) のプログラマブル周辺インターフェースに μ PD 8255 が使用されており、ポート B の 8 ビットとポート C の下位 4 ビットの合計12ビットが開放されている。したがってこの12ビットで 8KHz 以下のホイッスラ周波数成分を出力させるため第2表の接続を行った。

2-3 擬似ホイッスラ発生プログラム

(1)式において分散値 D を $50\text{sec}^{\frac{1}{2}}$ とし、 t を 1ms 間隔で区切りその時点での周波数 $f\text{Hz}$ をあらかじめ定まったメモリ番地以降に16進変換値でBポート、Cポート別に分けデータとして入れておく。ただし周波数の最小単位は 5Hz としたためホイッスラの周波数は $\pm 2.5\text{Hz}$ 以内の誤差を含む。周波数をデータとして記憶させるのは 1ms 間隔で(1)式を計算し、その結果を B ポート、C ポ



第1図 擬似ホイッスラ発生の原理

ートより出力させるだけの演算速度が TK-80 にないからである。 $1ms$ ごとに周波数を出力し、分散値 $5sec^{\frac{1}{2}}$ の擬似ホイスラを得る状態を第1図に示す。

$1ms$ の時間は TK-80 の実行命令時間がクロックパルスで決まっているのでプログラム内にループを設け、何回かそのループを通ることで得られる。またこのループを通る回数をくり返し回数とし、この回数を変えることにより時間間隔 $1ms$ を変えて所定の分散値を得ている。任意の希望する分散値を得るためにはくり返し回数は整数値とはならないが、これに近い整数値を選ぶことにより解決している。一例として分散値 $15sec^{\frac{1}{2}}$ から $70sec^{\frac{1}{2}}$ まで $5sec^{\frac{1}{2}}$ 間隔の分散値と擬似ホイスラの分散値を第3表に示す。

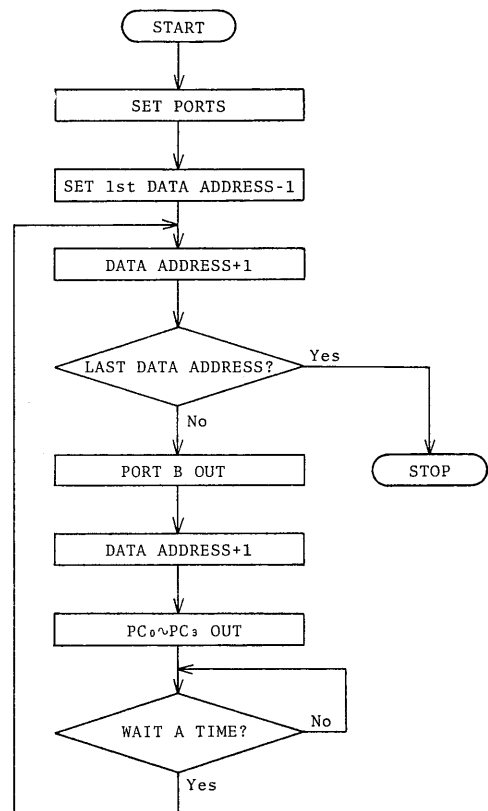
第3表 擬似ホイスラの分散値誤差

分散値	くり返し回数	近似回数	擬似分散値
15	4.95	0 5 H	15.15
20	6.96	0 7 H	20.11
25	8.97	0 9 H	25.08
30	10.98	0 B H	30.05
35	12.99	0 D H	35.03
40	14.99	0 F H	40.03
45	16.99	1 1 H	45.03
50	19.00	1 3 H	50.00
55	21.02	1 5 H	54.95
60	23.03	1 7 H	59.92
65	25.03	1 9 H	64.92
70	27.04	1 B H	69.90

最大誤差は分散値 $15sec^{\frac{1}{2}}$ のとき $0.15sec^{\frac{1}{2}}$ でありわずかに $+1\%$ の誤差にすぎない。

擬似ホイスラを得るためのプログラムチャートを第2図に示す。

くり返し回数を所定の RAM エリアに設定することにより希望する分散値が得られる。またデータ終了かどうかはデータエリアの最後に FFH を入れることにより区別している。BポートとCポートからリモートコントロール端子に出力された時点で希望周波数がシンセサイザより出ているため、フローチャートにおいてBポート出力よりCポート出力までに到る時間は希望周波数とは異なる周波数が出力されていることになる。しかし第2表に示すようにCポートは全出力で $75Hz$ であり、プログラムでBポートが出力されてからCポートが出力されるまでの時間は $16\mu s$ とくり返し回数で定まるループ時間に比べ短いため障害とならなかった。



第2図 擬似ホイスラのフローチャート

2-4 擬似ホイスラの検出

ホイスラ分散値を測定する場合、一般にソナグラフ解析装置で得られた $f-t$ 曲線をあらかじめ(1)式から計算した $f-t$ 曲線群とを重ね合わせる fit on 形式が用いられている。しかし現状では分散値 $5sec^{\frac{1}{2}}$ ステップ間隔程度の測定値が得られるのみである。我々は PLL 多チャンネルのホイスラ検出方式を改良した分散値測定法をすでに報告した⁶⁾。この測定原理は PLL の入力信号周波数—出力電圧変換特性を利用したものである。(1)式より異なる2周波数を $f_1, f_2(Hz)$ としそれぞれの時間を $t_1, t_2(s)$ とすれば分散値 D は

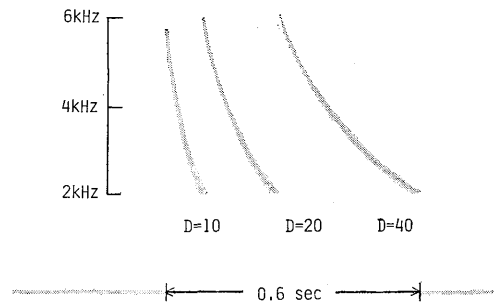
$$D = \frac{1}{\sqrt{f_2}} - \frac{t_2 - t_1}{\sqrt{f_1}} \quad (sec^{\frac{1}{2}}) \quad (2)$$

となる。 f_1, f_2 は通常ホイスラ成分の最も強い $6KHz \sim 3KHz$ を選ぶ。 f_1 及び f_2 を固定し、 t_2 と t_1 の時間差を測定すれば分散値が求まる。擬似ホイスラ発生装置を用いて、 $f_1 = 5500Hz$, $f_2 = 3500Hz$ とした場合の PLL 分散値測定器の精度について記す。第3表の実際の分散

第4表 PLL 分散値測定装置の測定誤差

分散値 ($\text{sec}^{\frac{1}{2}}$)	擬似 ホイスラ の分散値	PLL 分散値測定装置	
		測定値 ($\text{sec}^{\frac{1}{2}}$)	誤差 ($\text{sec}^{\frac{1}{2}}$)
15	15.15	15.30	+0.15
20	20.11	19.96	-0.15
25	25.08	25.09	+0.01
30	30.05	30.02	-0.03
35	35.03	35.06	+0.03
40	40.03	40.12	+0.09
45	45.03	45.14	+0.11
50	50.00	50.11	+0.11
55	54.95	55.08	+0.13

値に対する測定結果の一例を第4表に示す。いずれの分散値においても分散値測定誤差は $\pm 0.15 \text{sec}^{\frac{1}{2}}$ 以内であった。この誤差原因は擬似ホイスラの発生周波数に $\pm 2.5 \text{Hz}$ 以内の誤差であること。発生周波数が階段状であること。PLLの自走周波数にドリフトがあることなどが考えられる。しかし従来のソナグラフによる分散値測定に比べ極めて正確に測定できることが確認された。同一プログラムで任意の分散値を発生させることは不可能であるが擬似ホイスラ発生装置としては実用上分散値 $5 \text{sec}^{\frac{1}{2}}$ 間隔で十分と考えられる。またその精度も極めて正確であり、周波数校正がほとんど必要としないこの擬似ホイスラ発生装置はホイスラ観測機器の開発、校正に



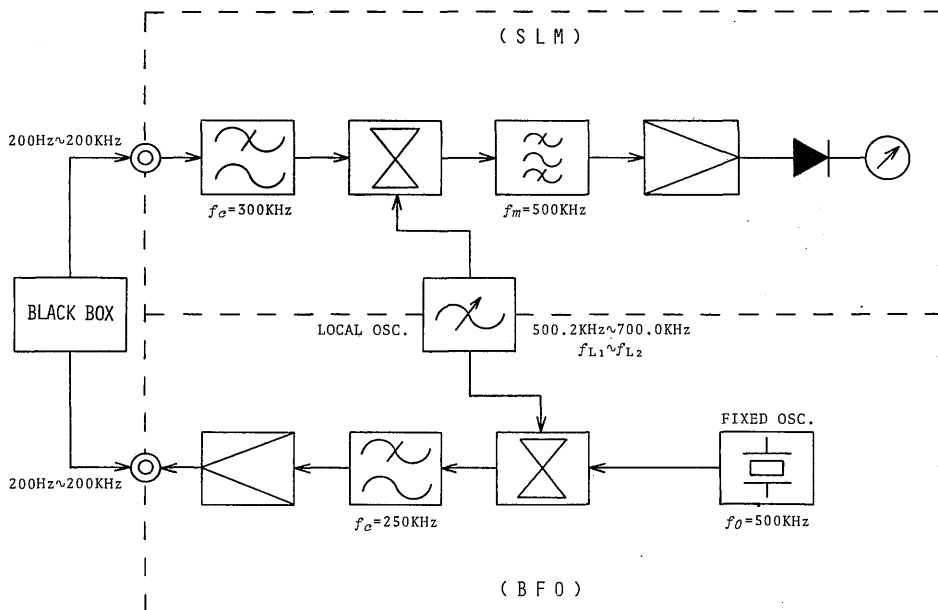
第3図 擬似ホイスラの一例

役立つことが示された。またプログラムの一部を変更すれば第3図のように異なる分散値を連続して発生させることも可能である。また一定周波数が存在しないホイスラ、逆に一定周波数のみが存在するホイスラなど各種の擬似ホイスラが作られるので、それらのホイスラによる観測機器の誤測定などについて検討することもできる。一方、欠点として同一時間に2つ以上の周波数を発生させることはできない。このためマルチパスタイプのホイスラ、ディフューズタイプのホイスラについては2台以上のシンセサイザや残響発生器が必要となる。

3. セレモの改良

3-1 方式について

セレモはビート式発振部 (BFO) とヘテロダイン式選択レベル計 (SLM) を同一筐体に収容した伝送特性試験



第4図 セレモの構成図

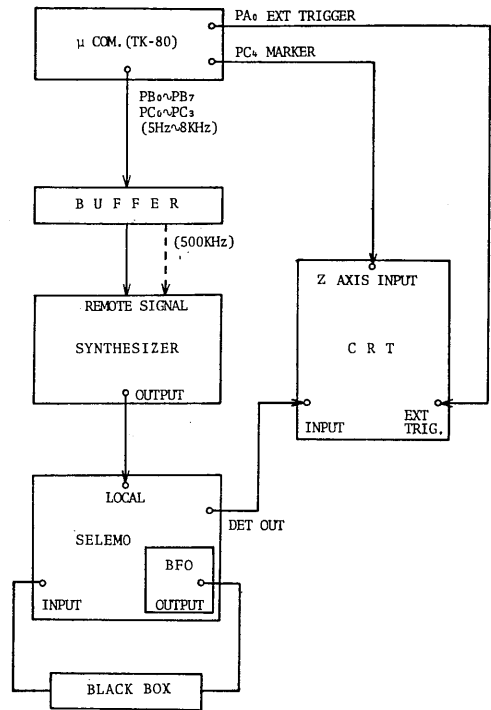
器である⁶⁾。セレモ MS23A は 200Hz~200KHz 帯域の試験器で、その構成は第4図に示す。発振部と選択レベル測定部は内蔵した1個の局部発振器を共通に使用しており、それぞれ発振器及び選択レベル測定器として使用できる。またこれらを連動し、同調操作の不要な周波数連動測定が可能である。したがって通信機器、回路網などの利得、損失、漏話、高調波含有率の測定、フィルタの周波数特性などに広く用いられている。しかし使用上の欠点として、① 局部発振器が LC 発振器で構成されており、常に校正の必要がある。② 周波数のドリフトがある。③ 周波数掃引範囲の変化にともない周波数校正が再度必要である。④ 周波数掃引が手動およびモータ回転による単一速度である。⑤ レベル測定はメータ読みが基本でありペンレコーダ、オシロスコープ等の利用対策がほとんどなされていない。などがあげられる。これらの欠点を補うためシンセサイザとマイクロコンピュータを用いたセレモの改良について報告する。

3-2 シンセサイザとマイクロコンピュータの接続

TK-80 のプログラマブル周辺インターフェース μ PD 8255 とシンセサイザの接続は第2表と同じである。但し、シンセサイザの第3番ピンと第5番ピンを常時ハイレベルにし、発振周波数を 500.200KHz~507.995KHz にした。これにより BFO の発振周波数は 200Hz~7.995 KHz となる。セレモの周波数帯域をこのように選ぶ理由は、TK-80 は8ビットであり Bポート8ビットと Cポート下位4ビットを用いても12ビットでシンセサイザの25ビットをすべて接続することはできない、また我々がホイスラ観測機器の開発上オーディオ帯の高精度セレモを必要としていたからである。また、レベルメータの検波出力をオシロスコープで観測するため、つぎのような改良を行った。① オシロスコープの掃引を外部トリガにより開始する。これは常に掃引を最初の周波数から始めることにより CRT に静止画面を得るためである。出力ポートは PA₀ を用いた。② 発振周波数と同期し、一定周波数間隔でマーカー信号を出力させる。発振周波数は TK-80 の LED で表示されるが、CRT 上では見られない。そのため、定まった周波数間隔で出力ポート PC₄ からパルスを出しオシロスコープに輝度変調をかけた。全体の構成を第5図に示す。

3-3 セレモ局部発振用プログラム

外部同期用パルスは PA₀ から出す。このパルスは最初に設定した周波数にもどるとき出力され、常に設定した最初の周波数からオシロスコープの掃引動作が始まる。また最初の周波数より最後の周波数まで増加する加算単位は 5Hz であり、原理的にはこの整数倍であれば



第5図 改良形セレモの構成

輝度変調用パルスを PC₄ から出力できる。それ以外は周波数最小単位の単調増加プログラムであり、各種の方法が考えられる。ここではその一例を示す。

2.345KHz を BCD コードで表すと

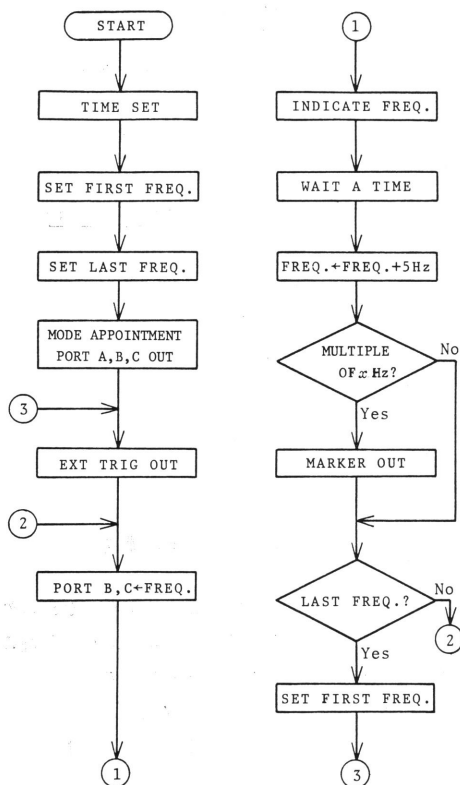
$$\begin{array}{ccccccc} 0010, & 0011, & 0100, & 0101 & (3) \\ 2 & 3 & 4 & 5 \end{array}$$

となる。シンセサイザより 2.345KHz を出力させるには、第2表より Bポート Cポート からつぎのようなビットを立てる。

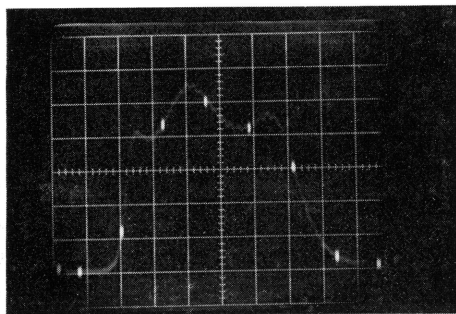
Bポート	76543210
	01000110
Cポート	3210
	1001

すなわち(3)を左へ1つシフトさせ、その上位8ビットを Bポートより出力させ、下位3ビットは Cポートより出力させる。但し、Cポートの0ビット目は出力させる周波数の最下位が 5Hz ならばセット、0Hz ならリセットとする。このように4桁の周波数をプログラムより出力させるには、まず周波数を BCD コードにし、左へ1つシフトさせる。その後 BCD コードの上位8ビットを Bポートより出力させ、下位4ビットは周波数の最下位が 5Hz かどうかによって最下位のビットをセット又は

リセットしてから出力させる。この方法はプログラムの簡略化が計れるが欠点として左へ1つシフトさせるため15ビット目が1の場合は使用できない。このため最高周波数は7.995KHzとなる。プログラムのフローチャートを第6図に示す。周波数掃引は単調増加であるが単調減少及び固定発振とも2, 3のプログラム変更で可能であ



第6図 セレモのフローチャート



第7図 フィルタ測定の一例

る。応用の一例として $4\text{KHz} \pm 1.5\text{KHz}$ の LC 共振形バンドパスフィルタの周波数特性を CRT で測定した結果を第7図に示す。掃引周波数範囲は $500\text{Hz} \sim 8000\text{Hz}$ であり、マーカは 1000Hz 間隔である。また入力信号電圧は 0.1V 、垂直軸はセレモ検波出力で 5mV/cm である。

3-4 改良形セレモの検討

シンセサイザをセレモの局部発振器として用いることにより周波数精度の向上が得られる。またマイクロコンピュータによりセレモをコントロールする利点として掃引速度の変更、オシロスコープで特性を観測する場合に掃引開始トリガーパルス及び輝度変調用パルスの設定が可能となった。また、これらのパルスはペンレコーダを用いた測定にも利用できる。しかしながら TK-80 は8ビットマイクロコンピュータであり、シンセサイザのリモートコントロール端子の25ビットをすべてコントロールはできない。このため周波数可変範囲を狭めるか又は周波数分解能を犠牲にしなければならない。しかしこの欠点も16ビット、32ビットマイクロコンピュータの使用で解決されよう。セレモの検波出力が電圧でありデシベル変換する対数圧縮回路を現在開発中である。

4. 謝 辞

この研究は本学における特別研究費の御援助によるものであり、関係各位の御尽力に厚く感謝する。装置の開発には私学振興財団学術研究振興資金により購入した備品を用いたことをここに記し、同財団に心より感謝する。また装置の試作及びプログラムの作製に当り、53年度卒研生松原邦彦君、54年度卒研生西村尚晃君、55年度卒研生築城敏実君、井伊修三君、松尾 誠君の協力を得たことに謝意を表す。

文 献

- 1) 東亜電波工業：デジタルシンセサイザ FS-231A 取扱説明書
- 2) Helliwell: *Whistlers and Related Ionospheric Phenomena*, Stanford Press (1965) 3, 84
- 3) 太田, 江口: PLL を用いたホイッスラ分散値の自動計測, 中部工大紀要, 12-A (1976) 69
- 4) 岩井, 大津: ホイッスラ-空電の電界強度について, 空電研究所報告, 8, 1-2 (1958) 48
- 5) 太田, 江口: ホイッスラ分散値の自動計測Ⅱ, 中部工大紀要, 14-A (1978) 87
- 6) 安立電気: MS23A セレモ 取扱説明書