

論 文

# 마이크로 프로세서 제어에 의한 스펙트럼 분석 장치의 설계

正會員 金 在 亨\* 正會員 司空石鎮\*\* 正會員 車 均 鉉\*\*\*

## Design of Microprocessor Controlled Spectrum Analyzer

Jae Hyung KIM\*, Sug Chin SAKONG\*\*,  
Kyun Hyon TCHAH\*\*\* *Regular Members*

**要 約** 본 논문에서 제안된 스펙트럼 분석장치는 개루프 방식의 VCO 를 모듈러 함수를 이용한 PLL 주파수 합성기로 대체시킴으로써 단일루우프의 주파수 합성기로 개개의 다른 주파수 대역 및 채널간격을 얻을 수 있었다. 스펙트럼의 추출은 자동검파방식을 이용함으로써 종래의 포락선 검파방식보다 입력감도를 개선할 수 있었고 Z80 마이크로프로세서를 이용한 제어기는 주파수 합성기를 제어하는 동시에 추출된 스펙트럼을 메모리에 저장함으로써 비주기성 신호의 분석을 가능케 하였다.

**ABSTRACT** In the proposed spectrum analyzer, open-loop VCO is replaced with PLL synthesizer incorporating digital frequency synthesizer using modulofunction for measuring precise frequencys. Three different frequency bands and channel spacings are realized by single loop synthesizer through the effective design of the system. The newly designed system with square detection has a good linearity of input range from 10mV to 8.5V, as a result the input sensitivity has been improved up to 500 $\mu$ V. The storage function enables us to analyze not only periodic but also nonperiodic wave-form and zoom-in function expands frequency resolution eight times for the dense spectra.

### I. 序 論

스펙트럼 분석裝置는 時間函數로 表示되는 電氣的인 信號를 周波數函數로 變換하여 電力密度 스펙트럼을 測定할 時에 각 스펙트럼의 正確한 周

波數를 測定하여야 하나 TEKTRONIX社의 모델 5L4N이나 HEWLETT PACKARD社의 모델 3582A등과 같은 既存 스펙트럼 分析裝置로는 스펙트럼의 周波數를 正確히 測定하기 곤란하므로 周波數 計數器를 利用하거나, 測定值로 부터 大略的인 값을 얻고 있다. 이는 既存 스펙트럼 分析裝置들이 開루우프(Open loop)方式의 可變電壓制御發振器를 使用하기 때문에 周波數 偏差가 크고 安定도가 매우 낮기 때문이다.

本 論文에서는 모듈러 函數를 發生하는 과정에서 比較器의 基準數(Reference number)를 一定

\*,\*\*\* 高麗大學校 電子工學科  
Dept. of Elec. Eng., Korea Univ.  
\*\*國民大學校 電子工學科  
Dept. of Elec. Eng., KukMin Univ.  
論文番號 : 87-24(接受 1987. 2. 4)

하게 하여 記憶素子が 簡素化된 모듈러 函數를 利用한 PLL方式의 周波數 合成器를 使用함으로써 3가지의 各各 다른 帶域 및 채널間격을 주는 기능을 모듈러函數發生裝置와 PLL을 각각 한개 로써 具現하고자 한다.

이와같이 시스템을 效率的으로 構成하여 測定할 수 있으며 周波數制御를 CPU에 의하여 PLL로 制御하기 때문에 測定結果를 記憶시킬 수 있으며 이값으로 부터 縮인(Zoom-in)기능에 의하여 周波數軸을 8배로 擴大하여 稠密한 電力密度 스펙트럼의 分布를 分析可能케 한다.

그러므로 非周期性 信號인 경우에도 信號의 電力密度스펙트럼을 分析할 수 있다. 本 論文에서는 10mV부터 8.5V까지 線型的인 特性을 갖는 自乘檢波方式를 利用하여 入力感度を 500μV 까지 改善할 수 있게 한다.

따라서 本 論文에서 設計製作하고자 하는 電力密度 스펙트럼 分析裝置는 入力信號가 500μV부터 10V까지의 周波數가 200KHz 이하인 信號에 대하여 電力密度 스펙트럼을 測定할 수 있고 周波數成分을 正確하게 測定할 수 있게 한다.

## II. 이론적인 고찰

무한의 시간영역에서 유한값의 에너지를 갖는 전기적인 신호  $x(t)$ 는 식(1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt < \infty \quad (1)$$

후리에 이론에 의하여 주파수 영역으로 표시하면<sup>(3)</sup>

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (5)$$

Rayleigh의 정리에 의하면<sup>(3)</sup>

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df \quad (3)$$

이다.

식(3)에서  $x(t)$ 를 1Ω 저항 양단의 전압으로 생

각하면, 좌변은 저항에서 소비되는 에너지이며  $|X(f)|^2$ 은 주파수의 함수로 표시된 에너지밀도이다.

± $f_0$ 를 중심으로 ± $\Delta/2$ 의 대역안에서만의 에너지양은 식(4)와 같다.

$$\begin{aligned} & \int_{-f_0-\Delta/2}^{-f_0+\Delta/2} |X(f)|^2 df + \int_{f_0-\Delta/2}^{f_0+\Delta/2} |X(f)|^2 df \\ &= 2 \int_{f_0-\Delta/2}^{f_0+\Delta/2} |X(f)|^2 df = 2\Delta \cdot |X(f_0)|^2 \quad (4) \end{aligned}$$

에너지밀도  $|X(f_0)|^2$ 을 측정하기 위하여 우선  $x(t)$ 를 전달함수가 식(5)와 같이 표현되는 필터에 통과시킨다.

$$H_i(f) = \begin{cases} 1 & |f \pm f_0| \leq \Delta/2 \\ 0 & \text{기타} \end{cases} \quad (5)$$

식(5)의 특성은 그림 1과 같다.

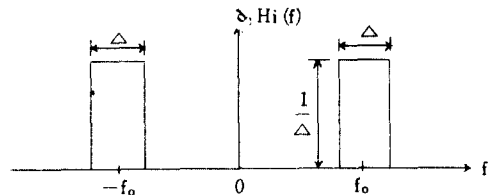


그림 1 에너지密度를 測定하는데 使用되는 필터의 傳達函數 Transfer function of a filter used for measuring energy density.

$H_i(f)$ 를 통과한 출력을  $y(t)$ 라고 하면 필터를 통과한 에너지는  $\int_{-\infty}^{\infty} y^2(t) dt$ 이며, 식(4)에 의하여

$$|X(f_0)|^2 = \frac{1}{2\Delta} \int_{-\infty}^{\infty} y^2(t) dt \quad (6)$$

이 된다.

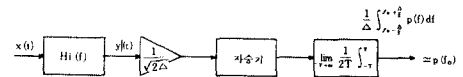


그림 2 電力密度를 測定하기 위한 블럭도 Block diagram of an idealized scheme for measuring power density.

이러한 演算을 수행하는 시스템의 블럭도는 그림(2)와 같다.

1. 실현가능한 주파수 윈도우

그림2의  $H_i(f)$ ,  $\frac{1}{\sqrt{2}\Delta}$  증폭기, 자승기의 전주파수 특성은  $|H_i(f)|^2/2\Delta$  이고, 단위면적을 가지므로 전체를  $\Delta$ 의 대역폭과 단위면적을 갖는 새로운 필터  $|H(f)|^2$ 으로 대치한다.

이때 출력을  $y'(t)$ 라고하면  $y'(t)$ 의 평균전력은

$$\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 P(f) df = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T y'^2(t) dt$$

즉,  $P(f_0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T y'^2(A) dt$  (7)

이 된다.

이때 실현가능한 필터  $H(f)$ 를 대역폭이  $\Delta$ 인 주파수 윈도우라고 한다.

그림(3)에서는 이상적인 것과 실현가능한 필터의 특성을 나타내었다.

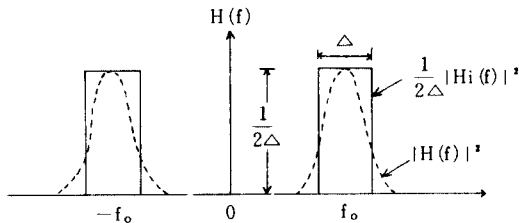


그림 3 理想的인 것과 實際의 주파수 윈도우  
Ideal and realizable frequency window.

2. 시간 윈도우 (Time Window)

無限積分區間의 적분기 실현은 불가능 하므로  $y(t)$ 의 대표적인 샘플을 포함하는 구간이 충분히 큰 有限積分區間으로 대체하되 그오차를 극소화 하는 구간으로 정한다.

$y(t)$ 가 2개의 정현파로 구성된 경우  $f_0 \pm \delta/2$ 의 통과대역을 갖는 필터의 출력중에서 최소 및 최대주파수의 합성분이 출력으로 나왔을때 즉,

$$y(t) = A[\cos 2\pi(f_0 - \delta/2)t + \cos 2\pi(f_0 + \delta/2)t]$$

$$= 2A \cos \pi \delta t \cos f_0 t$$
 (8)

이 된다.

$f_0$ 가 일정하므로  $y(t)$ 는  $2/\delta$ 초의 주기를 갖는다. 이때  $2/\delta$ 는 대표적샘플 (representative sample)의 주기이다.

그러나 실제 필터를 통과한 출력의  $\delta$ 는 정확히 알 수 없으므로  $T$ 는  $2/\delta$ 보다 훨씬 클때만이 유한구간으로 대체할 수 있다.

이때 무한구간적분과 유한구간적분결과의 오차는  $\frac{1}{2\pi\delta T}$  이 된다.

따라서  $\frac{1}{2\pi\delta T} \ll 1$  이어야 한다. 즉

$$2T \gg \frac{1}{\pi\delta}$$
 (9)

이다.

일반적으로 帶域幅이  $\Delta$ 이고 中心周波數가  $f_0$ 인 주파수윈도우에 적용된 시간윈도우의 구간은 식(10)의 조건하에서 무한 구간과 같은 결과로 생각할 수 있다.

$$2T \gg \frac{1}{\pi\Delta}$$
 (10)

현재의 시간을  $t$ 라 하고  $\tau_0 = 2T$ 라 놓을때  $i(t)$ 를 식(11)과 같이 정의하자.

$$i(t) = \frac{1}{\tau_0} \int_{\tau_0}^t y^2(\tau) d\tau$$
 (11)

식(11)은 그림 2에서의  $\left| \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \right|$ 와 등가이다. 이것을 컨볼루션적분(convolution integral)으로 표현하기 위해서 임펄스응답을 다음과 같이 정의한다.

$$\omega(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{\tau_0} & 0 \leq \tau \leq \tau_0 \\ 0 & \text{기타} \end{cases}$$
 (12)

식(11)을 식(12)로 표현하면

$$i(t) = \int_{-\infty}^t \omega(t - \tau) y^2(\tau) d\tau$$
 (13)

이다.

출력  $i(t)$ 는 입력이  $y^2(t)$ 이고 임펄스응답이 식 (12)인 선형필터의 출력이다.

이상적인 임펄스응답을 갖는 필터는 실현시킬 수 없으므로 실현가능한 필터로써 RC필터를 고려해 본다.

$$\omega(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{\tau_0} e^{-\tau/\tau_0} & \tau \geq 0 \\ 0 & \tau < 0 \end{cases} \quad (14)$$

무한적분구간에서  $\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T$ 는 임펄스 응답이 시정수  $\tau_0$ 이고 단위면적을 갖는 선형필터로 대체할 수 있다. 이것을 시간폭  $\tau_0$ 인 시간윈도우라 한다.

### 3. 전대역에서 전력밀도스펙트럼을 측정하기 위한 이론

입력신호  $x(t)$ 의 스펙트럼이 대역폭  $W$ 를 가지며 低域通過 스펙트럼이라 가정할때  $K(t)$ 를 식(15)로 정의한다.

$$K(t) = 2x(t) \cos 2\pi(f_0 - \Delta f)t \quad -\infty \leq t \leq \infty \quad (15)$$

이때  $K(t)$ 의 스펙트럼은<sup>(5)</sup>

$$K(f) = X(f + f_0 - \Delta f) + X(f - f_0 + \Delta f), \quad -\infty \leq f \leq \infty \quad (16)$$

가 되고 그림 4에 나타내었다.

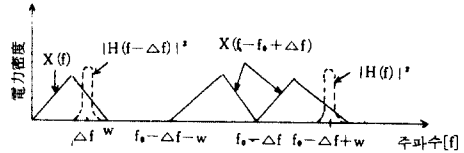


그림 4 周波數윈도우를 통한 低域通過 스펙트럼 이동특성  
Sweeping lowpass spectra passing the frequency window.

$\Delta f$ 가 0에서  $w$ 로 이동하면  $X(f - f_0 + \Delta f)$ 는  $f_0$ 에서 시작하여 좌측으로 이동하면서 주파수 윈

도우를 통과한다.

$$i(t) = 2 \int_0^{\infty} |H(f)|^2 X(f - f_0 + \Delta f) df = X(\Delta f) \quad (17)$$

그러므로  $\Delta f$ 의 변화에 따라 모든 주파수에서의 스펙트럼이 측정될 수 있다.

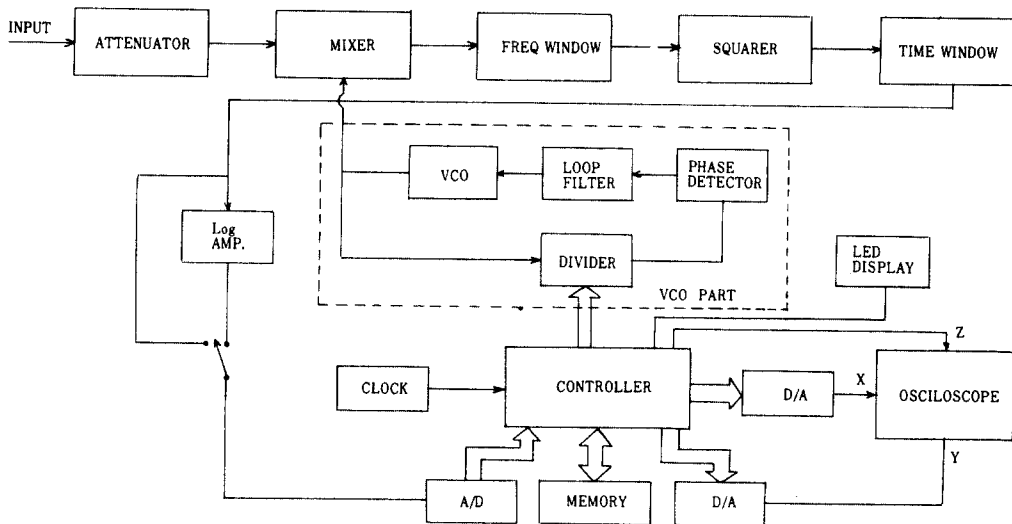


그림 5 스펙트럼 분석기의 전체블럭도  
Block diagram of a spectrum analyzer system.

### Ⅲ. 스펙트럼 분석장치 설계

스펙트럼 분석장치의 전체블럭도는 그림5와 같다. 입력의 感度는  $500\mu V$ 에서  $10V$ 이며 이를 왜곡 없이 믹서에 넣기 위해 減衰器를 입력회로로 설계하였다.

제어기는  $5KHz$ 의 타이밍 펄스에 의해 스캔되는 디스플레이한다.

減衰器와 制御器에 의해서 스위프되는 VCO의 출력력을 믹싱(mixing)한 신호는 利得調整 增幅器를 통하여 주파수윈도우에 넣는다.

주파수윈도우의 출력은 전체이득이 단위이득을 갖도록 다시 이득조정 증폭기를 거친다. 시간윈도우는 자승기 출력에서 전력밀도 스펙트럼을 뽑아낸다.

또 낮은 고조파 성분을 감지하기 위해 對數增幅器를 설계하였다. 이와같이 출력된 전력밀도는 제어기에 의해 메모리에 차례로 512개가 기억되며 연속적으로 오실로스코프에 디스플레이하게 된다. 따라서, 측정대역폭  $w$ 가  $200KHz$ ,  $20KHz$ ,  $5KHz$ 일때, 각각  $400Hz$ ,  $40Hz$ ,  $10Hz$ 의 간격으로 전력밀도가 기억된다.

#### 1. 시스템 設計係數設定

입력신호의 최대 주파수대역폭  $w$ 가 오실로스코프의 水平軸에 나타나야 한다. 그러므로,  $\Delta f$ 는 0에서부터  $w$ 까지 離散的으로 증가된다. 이때  $\Delta f$ 의 離散係數를  $K$ 라고 가정하면

$$\Delta f = \frac{k-1}{K} \cdot W, \quad k=1, 2, \dots, k+1 \quad (18)$$

이다.

입력신호가 주기함수를 포함하는 경우에는 불연속스펙트럼을 가지므로 만일 이산계수가 큰 경우에는 불연속 스펙트럼을 놓칠 경우가 발생한다

이것을 방지하기 위하여 주파수윈도우의 대역폭  $\Delta$ 와  $K$ 의 계수는 식(19)와 같은 조건이 필요하다.

$$\Delta > 3 \cdot w/k \quad (19)$$

여기에서 3은 安全係數로써 실험결과치이다<sup>26</sup> 또한 적분구간  $\tau_0$ 는 식(10)에 의하여  $2T \gg \frac{1}{\pi\Delta}$ 로 결정된다.

스펙트럼의 이동시간은  $\Delta f$ 의 단계적 증가시간을  $\Delta t$ 라 할때,  $\frac{\Delta}{(w/k)} \cdot \Delta t$ 가 되므로 이 시간이 적분시간  $\tau_0$ 보다 커야만 충분한 적분이 가능하다. 따라서,

$$\Delta t > 3 \cdot w/k \Delta \left( \tau_0 + \frac{1}{\Delta} \right) \quad (20)$$

이 된다.

식(20)은 주파수윈도우의 時定數를 고려하여 시스템의 전체시정수를 사용하였고 3은 안전계수이다.

측정하려고 하는 입력신호의 대역폭  $w$ 를  $5KHz$ ,  $20KHz$ ,  $200KHz$ 로 정하였을때 주파수윈도우의 대역폭  $\Delta$ 를 표 1과 같이 정하였다.

표 1 대역폭(w)에 대한 주파수윈도우의 대역폭( $\Delta$ )값  $w$   
Band width of the frequency window corresponding to bandwidth w

대역폭(KHz)	5	20	200
주파수윈도우의 대역폭(Hz)	100	500	2000

한 단계당의 주사시간  $\Delta t$ 는  $0.2ms$ ,  $1ms$ ,  $10ms$ ,  $100ms$ ,  $1sec$ 의 다섯가지로 정하였다.

이와같은 규격에 의하여  $\tau_0$ 를 정하고 각 계수들의 관계를 표 2와 같이 정하였다.

$$\begin{aligned} \tau_0 = 0.08ms : & \text{①의 경우} & 40ms : & \text{④의 경우} \\ & & 0.4ms : & \text{②의 경우} & 400ms : & \text{⑤의 경우} \\ & & 4ms : & \text{③의 경우} & & \end{aligned}$$

표 2 각 계수들의 관계  
Relation of the frequency and time.

$\Delta f$ (Hz) \ / \ $\Delta t$ (ms)	100 (w = 5 KHz)	500 (w = 20 KHz)	2000 (w = 200 KHz)
0.2	.	.	①
1	.	①	②
10	①, ②, ③	②, ③	③, ④
100	④	④	⑤
1000	⑤	⑤	.

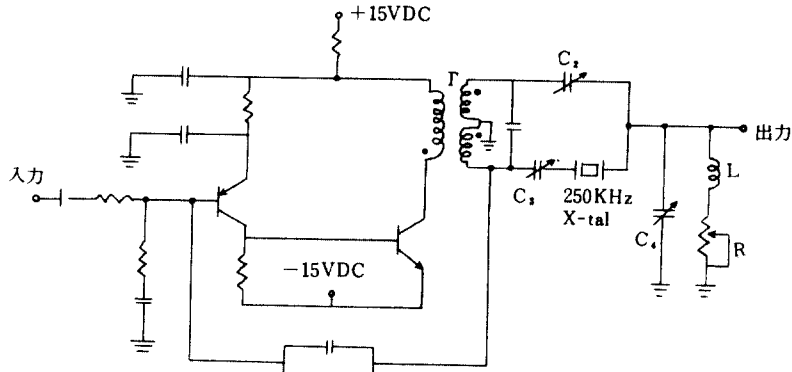


그림 6 周波數 윈도우의 回路圖  
Circuit diagram of the frequency window.

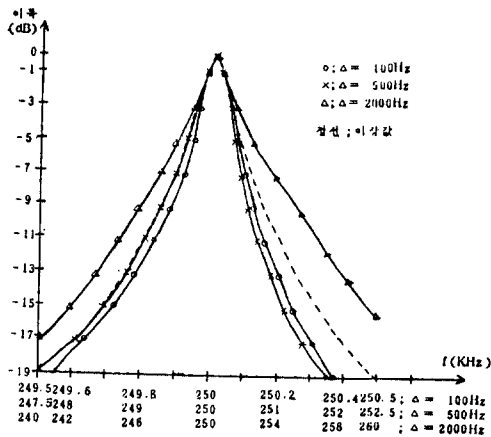


그림 7 周波數 윈도우의 周波數特性  
Each frequency window characteristics.

## 2. 주파수 윈도우

주파수 윈도우는 中心周波數가 250KHz이며 3 dB대역폭이 각각 100Hz, 500Hz, 2KHz 이어야 하므로 최대 Q는 2,500이 된다.

주파수 윈도우의 회로는 그림 6 과 같이 설계되었는데  $C_2, C_3, C_4$ 와 R을 可變하여 각대역에 따른 특성을 조절가능하게 하였다<sup>(6),(7),(8)</sup>

각각의 대역폭에 대한 實驗測定結果는 그림 7 에 나타내었다.

## 3. 自乘器

자승기는 0V에서 8.5V까지 선형적인 특성을

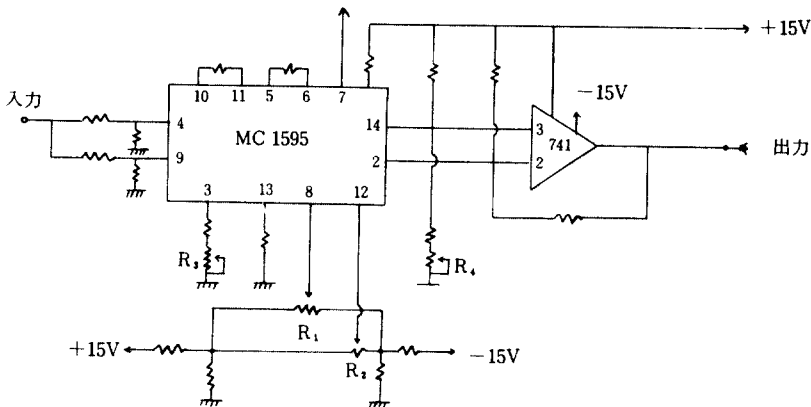


그림 8 自乘器 回路圖  
The squarer circuit diagram.

\*값도록하며 陽과 陰의 값을 갖는 모든 신호에 적용되도록 MC1595를 사용하여 그림 8 과 같이 구성하였다.<sup>(10)</sup>

자승기의 실험결과치는 표 3 과 같다.

차단주파수 :  $f_c = 0.45 \tau_0$  (-3 dB)

정지주파수 :  $f_s = 0.9 \tau_0$  (-20dB) (22)

또한

표 3 자승기의 측정치  
Test results for the square

入 力 (V)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
出 力 (V)	-0.1	-0.4	-0.9	-1.6	-2.5	-3.6	-4.9	-6.4	-8.0	-8.5

4. 시간윈도우

이상적인 시간윈도우는

$A_s = f_s / f_c = 0.9 \tau_0 / 0.45 \tau_0 = 2$  (23)

$$\omega(\tau) = \begin{cases} 1/\tau_0 & 0 \leq \tau \leq \tau_0 \\ 0 & \text{기타} \end{cases}$$

이므로 0.5dB의 리플을 갖는 체비셰프(Chebyshev) 3 차 필터로 그림 10과 같이 구성하였다.<sup>(12,13)</sup>

각각의  $\tau_0$ 에 대한 遮斷周波數( $f_c$ )와 阻止周波數( $f_s$ )는 표 4 와 같이 정해진다.

이다.

$\omega(\tau)$ 의 후리에 변환을  $w(f)$ 라 할때 후리에 정리에 의하면<sup>(11)</sup>

$$w(f) = \frac{1}{\tau_0} \int_0^{\tau_0} e^{-j2\pi ft} dt = \text{sinc} f \tau_0 \cdot e^{-j2\pi f \tau_0 / 2} \quad (21)$$

따라서  $|w(f)| = \text{sinc} f \tau_0$ 이다.

Sinc함수는 그림 9 와 같이 저역통과필터로 대치시킬 수 있다.<sup>(11)</sup>

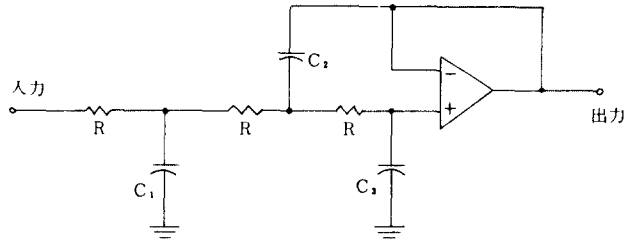


그림 10 時間윈도우 回路圖  
Circuit diagram of the time window.

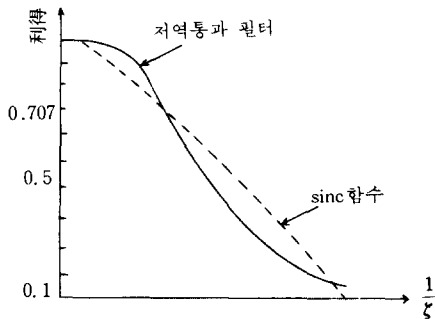


그림 9 理想的인 sinc 函數와 실제의 低域通過필터  
An ideal sinc function and a practical lowpass filter.

표 4 時間윈도우의 時定數에 대한 차단 주파수와 정지주파수

Cut off and stop band frequency for the time constant of the time window

$f$ (Hz) / $\tau_0$ (ms)	$f_c$	$f_s$	$f$ (Hz) / $\tau_0$ (ms)	$f_0$	$f_s$
0.08	5,625	10,700	40	11.25	22.5
0.4	1,125	2,250	400	1.125	2.25
4	112.5	225			

이러한 조건에 맞는 저역통과필터는 식(22)와같은 규격을 갖는다.

5. 電壓制御發振器 設計<sup>(17)</sup>

좁은 간격(10Hz), 많은 채널(512개) 높은 주

파수 (450KHz)와 3 개의 독립된 주파수를 얻기 위하여 Modulo 함수를 이용한 PLL을 설계하였다.

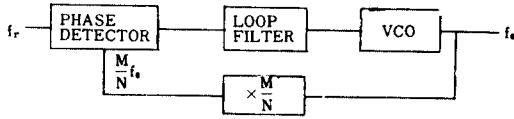


그림 11 Modulo 函數를 이용한 PLL方式의 블럭도  
Block diagram of PLL using modulo function.

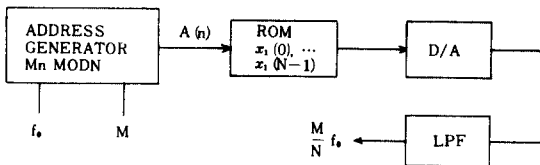


그림 12 간략화된 N/M배 회로도  
Block diagram of the simplified M/N multiplier circuit.

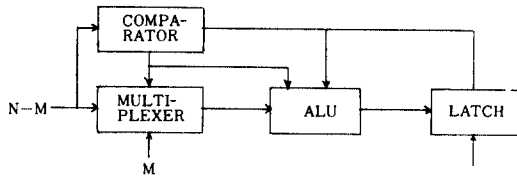


그림 13 番地數發生器  
Block diagram of the address generator.

이 방법은 VCO의 출력주파수를 N분周하는 대신 M/N배하여 기준주파수를 M배 증가시켜 獲得時間(acquisition time)을 향상시킬 수 있다.<sup>13,16</sup>

이 방식의 블럭도는 그림 11과 같다.

M/N f<sub>0</sub>를 발생시키기 위하여 그림 12와 같은 블럭도를 구성한다.

ROM에 N개의 샘플  $x_1(n)$ ,  $0 \leq n \leq N-1$ 을 저장해 두고 番地數를 M<sub>n</sub> modulo N으로 지정하여 D/A變換시킨후 저역통과시키면  $x(n)$ 을 얻을 수 있다.<sup>15</sup>

$$x(n) = x_1(Mn \text{ Mod } N) \quad (24)$$

그림 12의 ROM과 D/A변환기는 디지털비교기로 대체하면 그림 13의 간략화된 M/N배 회로의 블럭도가 된다.<sup>17,18</sup>

그림 14는 PLL로 구성된 주파수합성기의 블럭도이다.

VCO의 출력  $f_0 - \Delta f$ 에서 離散周波數  $\Delta f$ 의 간격은 최소 10Hz이므로 다음과 같이 係數를 설정한다.

- 1) 정착시간
  - i) 1, 0.1sec
  - ii) 10, 1, 0.2 msec
- 2) 채널간격 ( $\Delta f$ )
  - i) 10Hz
  - ii) 40Hz

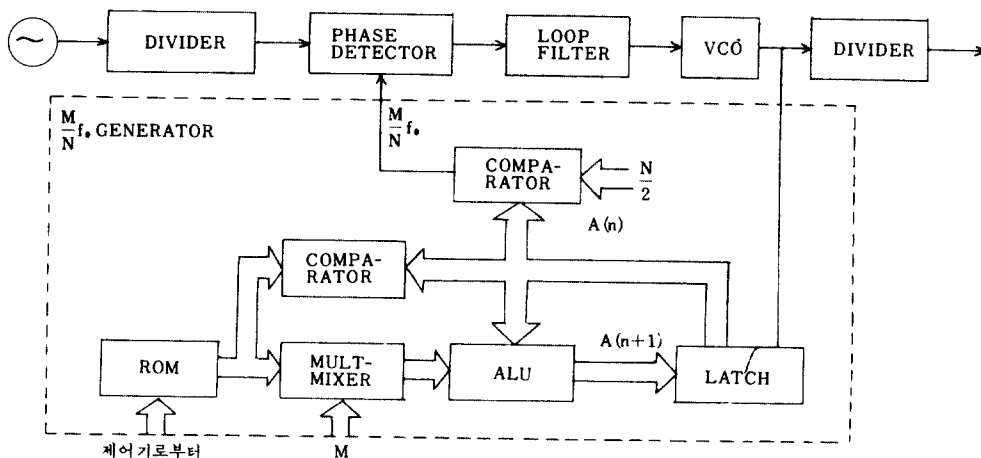


그림 14 주파수합성기의 全體블럭도  
Block diagram of frequency synthesizer



iii) 400Hz

3) 최소출력주파수 : 250KHz

6. 制御裝置設計

제어장치인 전체적인 블럭도는 그림15와 같다. 오실로스코프를 제어하기 위해 2개의 D/A변환기 및 스펙트럼 샘플링을 위한 한개의 A/D 변환기를 사용하였고 LED표시장치는 尖頭周波數를 표시하기 위한 것이다.

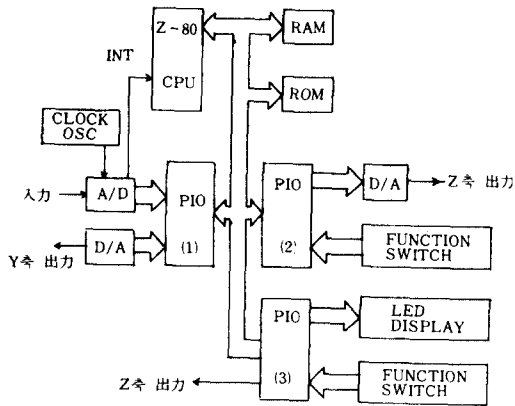


그림15 Control System의 블럭도  
Block diagram of control system.

VCO의 제어는 Z-80마이크로프로세서에 의해서 ROM(2716)에 저장된 데이터의 주소를 마이크로프로세서에서 출력함으로써 이루어진다.

전력밀도 스펙트럼의 샘플링 주기는 5가지로 각각 0.2msec, 1msec, 10msec, 100msec, 1sec의 주기로 샘플링된다. A/D변환기(ADC0802)는 최대 100μsec의 변환기간을 가지므로 최소의 샘플링주기인 200μsec보다 작다.

따라서, 충분히 안정된 A/D변환신호를 얻을 수 있다. 샘플된 스펙트럼은 512바이트(byte)의 RAM에 저장된다. 512개의 샘플링 즉 스캔(scan) 동작이 끝나면 오실로스코프에 디스플레이 하는 디스플레이 동작으로 이어진다.

샘플된 스펙트럼은 512바이트(byte)의 RAM住所에 저장된다. 512개의 샘플링 즉, 스캔(scan)동작이 끝나면 오실로스코프에 디스플레이 하는 디스플레이 동작으로 이어진다.

디스플레이 동작에는 자동(Auto)과 수동(Manual)의 2가지 모드가 있다.

a) 수동모드

0.2msec의 샘플링주기인 경우는 오실로스코프의 水平軸(X)을 한번 走査하는데 약 0.1초가 필요하므로 RAM에 貯藏할 必要없이 直接 垂直軸(Y)에 入力된다.

$$\text{走査時間} = 0.2 \times 10^{-3} \times 512 \approx 0.1 \text{sec}$$

(0.2msec일 경우)

그러나 그외의 샘플링주기일 境遇에는 RAM에 貯藏된 512개의 데이터를 反復的으로 D/A 변환기를 통해 垂直軸으로 入力시킨다. 이 경우에도 0.2msec의 인터럽트信號에 의해 驅動되므로 한번 水平軸을 走査하는데 걸리는 時間은 역시 약 0.1sec이다. 그러므로 CRT畫面에 連續的인 스펙트럼이 나타난다. 이때 오실로스코프는 XY모드로 使用하여 水平軸 走査信號를 위하여 톱니파를 발생시켜야 한다. VCO의 制御용으로 쓰인 住所가 0000(H)에서 01FF(H)로 增加하는 信號이므로 9비트 D/A변환기를 使用하여 그림16은 記憶된 스펙트럼값을 오실로스코프의 畫面에 나타내기 위한 制御信號 發生裝置이다.

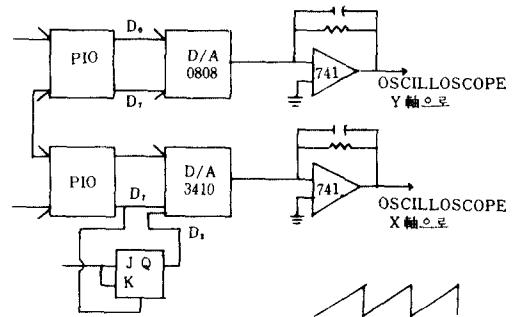


그림16 D/A 변환 및 톱니파 發生回路  
Circuit diagram of the D/A converter and sawtooth wave generator.

b) 자동모드

자동(Auto)모드는 走査(scan)가 끝난 후 任意로 세팅(setting)된 時間동안 디스플레이 하다가 다시 샘플링, 디스플레이를 反復한다.

c) 줌 (zoom) 모드

줌 동작은 수동 디스플레이 모드에서만 가능하며 PIO의 한 비트에連結된 스위치의 상태에 따라 표 5와 같이 3가지의 줌 동작 모드를選擇한다.

표 5 줌 모드 동작 상태  
Operating status of each zoom modes.

줌 모드	동작
0	正常畫面
1	밝은 부분移動
2	줌 인 (zoom-in)

줌 모드는 줌 스위치 端子의 下降邊 (falling edge)를 檢出할 때마다 모듈로 3으로 增加시킨다.

(a) 모드 0

平常時의 수동 디스플레이며 그림 17과 같이 512개의 RAM 데이터를 出力한다.

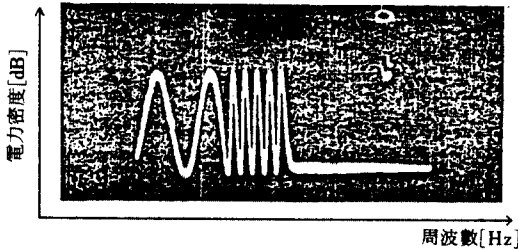


그림 17 디스플레이 모드 0의 오실로스코프畫面  
Oscilloscope display at the display mode 0.

(b) 모드 1

오실로스코프 X軸全體의 1/8만을 擴大해서 디스플레이 하고자 할 때 그 一部分이 더 밝게 보이게 된다. 이를 위해 PIO Port의 한 bit를 오실로스코프의 Z軸制御에 利用한다.

同時에 줌인 (zoom-in)될 部分의 左端에 該當하는 周波數가 LED에 表示된다. 모드 1에서는 PIO Port의 다른 비트에連結된 스위치에 의해서 밝은 部分 (highlight area)이 1초에 한 칸씩 右測으로 移動된다. CRT의 右端에서 約2초간 停止한 後 다시 左端에서 右로 反復移動한다. 그림 18은 스위치를 約3초간 누른 後의 모드 1에서의 畫面이다.

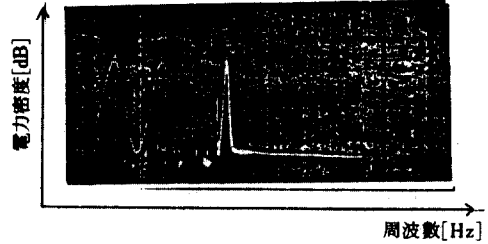


그림 18 디스플레이 모드 1에 오실로스코프 화면  
Oscilloscope display at the display mode 1.

(c) 모드 2

줌 모드 1에서 設定한 部分 (즉, 밝은 部分)만을 擴大해서 디스플레이 한다. X軸의 1/8만을 擴大했으므로 512개의 데이터代身 64개의 데이터를 反復적으로 Y軸 입력으로 내보낸다. 그림 19는 그림 18의 밝은 部分이 擴大된 모드 2에서의 畫面이다.

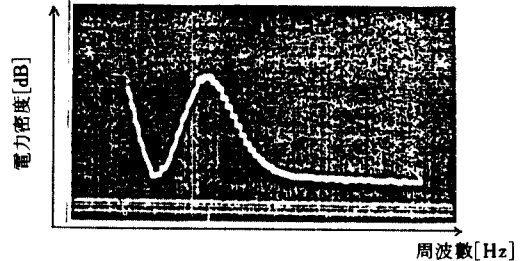


그림 19 디스플레이 모드 2의 오실로스코프 화면  
Oscilloscope display at the display mode 2.

3가지 帶域에 대해 모드 0 (normal) 디스플레이 일때와 모드 2 (zoom-in) 디스플레이 일때의 오실로스코프 X軸의 스케일을 표 6으로 나타내었다.

표 6 줌인 時의 水平軸스케일  
The frequency scale at each zoom mode.

帶域幅	MODE 1	MODE 2
400Hz	0~200KHz	$f_s \sim f_s + 25\text{KHz}$
40Hz	0~20KHz	$f_s \sim f_s + 2.5\text{KHz}$
10Hz	0~5KHz	$f_s \sim f_s + 625\text{Hz}$

※  $f_s$ : 줌-인시의 좌단주파수

IV. 實驗結果 및 考察

구성된 시스템의 실제 및 구성도는 각각 그림 20과 21과 같다.

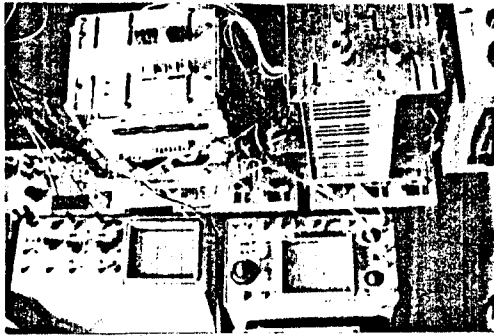


그림20 構成된 시스템의 實體  
The figure of the realized system.

그림21의 스위치  $s_1$ 은 入力減衰器의 감쇠율을 선택하기 위한 것이며, 주파수 윈도우의 대역선택은  $s_2$ 로 하였다. 시간윈도우는  $s_3$ 에 의하여 선택할 수 있고 선형과 대수스케일은  $s_4$ 에 의해 선택된다.

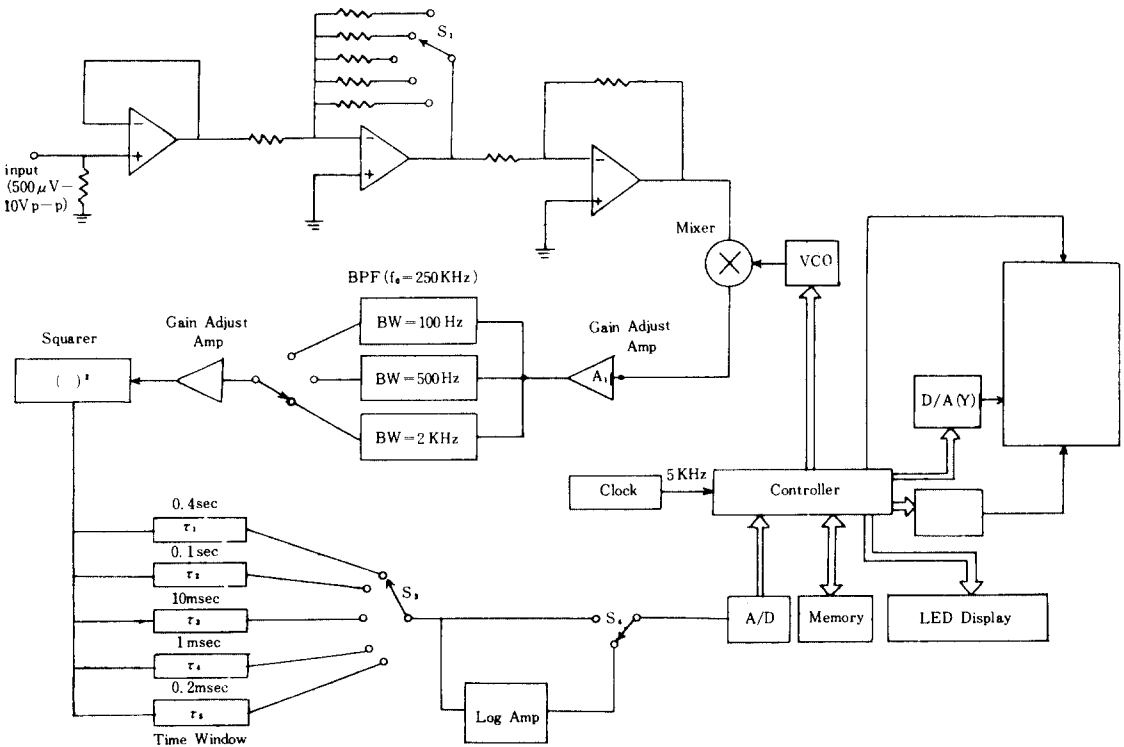


그림21 스펙트럼 분석기의 構成圖  
Block diagram of the spectrum analyzer.

구현한 전체 시스템은 그림21과 같다.

그림22는 입력신호로서 정현파, AM변조파, 矩形波를 제작된 스펙트럼 분석장치에 의하여 나타낸 전력밀도 스펙트럼이다.

Y축은 3.5dB/div, X축은 500Hz/div이다.

그림23은 40Hz의 분해능으로 측정된 스펙트럼들이다.

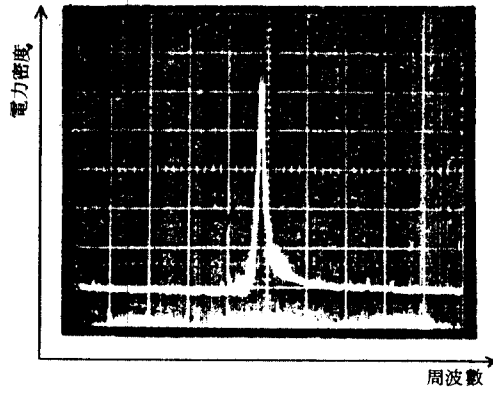
Y축은 3.5dB/div, X축은 2KHz/div의 스케일이다.

그림24는 400Hz의 분해능으로 측정된 스펙트럼이다.

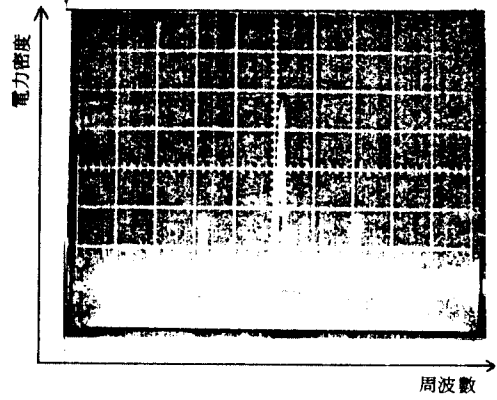
Y축은 3.5dB/div, X축은 20KHz/div의 스케일이다.

저入力信號에 대하여 電力密度를 분석하기 위하여 시스템의 雜音을 고려하여야 한다.

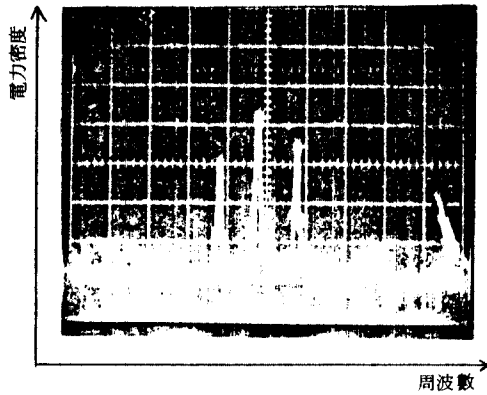
입력신호가 10KHz, 10mV의 정현파일 경우 스펙트럼의 출력은 그림21과 같이 신호스펙트럼의



a) 周波數 : 2.5KHz (正弦波)  
 $\Delta = 100\text{Hz}$



b) AM變調된 信號  
 Carrier: 2.5KHz  
 Signal: 1 KHz (正弦波)  
 $\Delta = 100\text{Hz}$



c) AM變調된 信號  
 Carrier : 10KHz  
 signal : 2 KHz (正弦波)

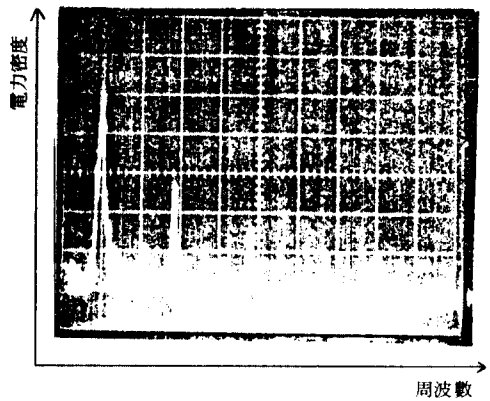
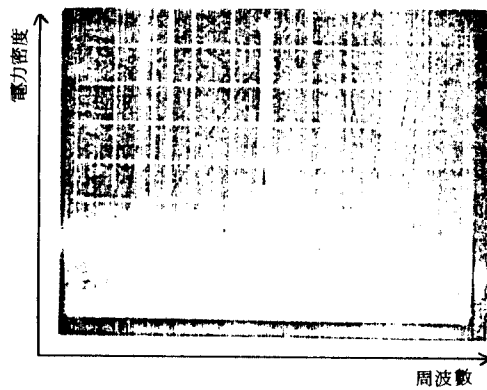
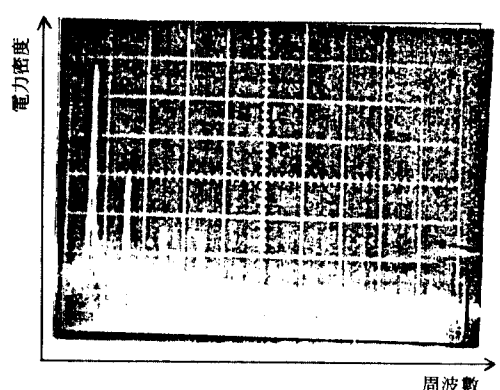


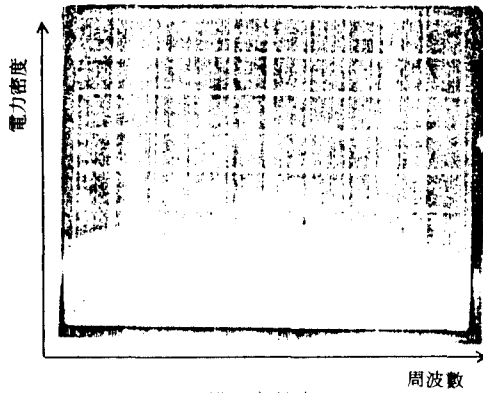
그림22 10Hz의 分解能에 의한 스펙트럼 測定結果  
 Characteristics of the spectra at 10Hz resolution.



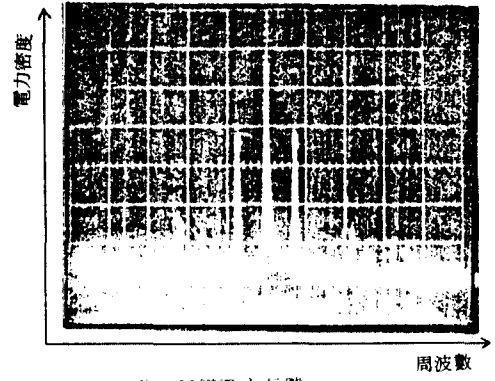
a) 周波數 : 10KHz (正弦波)  
 $\Delta : 500\text{Hz}$



b) 周波數 : 1 KHz (矩形波)  
 $\Delta : 500\text{Hz}$

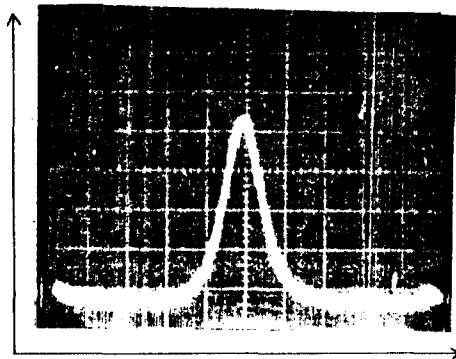


c) AM變調된 信號  
Carrier : 10KHz  
Signal : 2 KHz (正弦波)

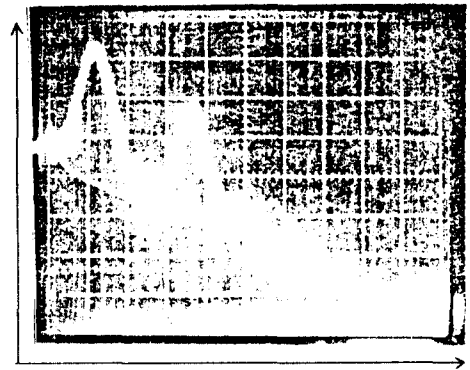


d) AM變調된 信號  
Carrier : 10KHz  
Signal : 1.2KHz (短形波)

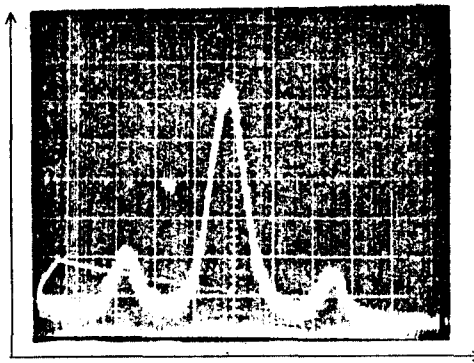
그림23 40Hz의 分解能에 의한 스펙트럼 測定結果  
Characteristics of the spectra at 40 Hz resolution.



a) 周波數 : 100KHz (正弦波)  
△ : 2 KHz



b) 周波數 : 25KHz (短形波)  
△ : 2 KHz



c) AM변조된 信號  
carrier : 100KHz  
signal : 50KHz (正弦波) △ : 2 KHz

그림24 400Hz의 分解能에 의한 스펙트럼 測定結果  
Characteristics of the spectra at 400Hz resolution.

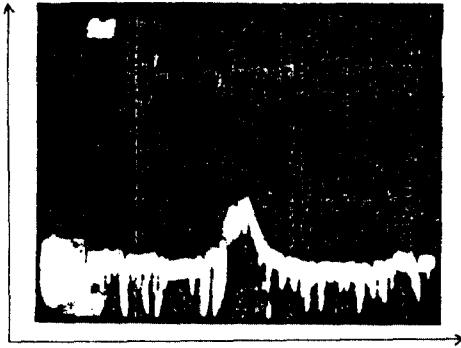


그림 25 시스템 雜音이 많은 경우의 信號스펙트럼 및 雜音出力波刑  
Output waveform for noise and signal spectra with low S/N ratio.

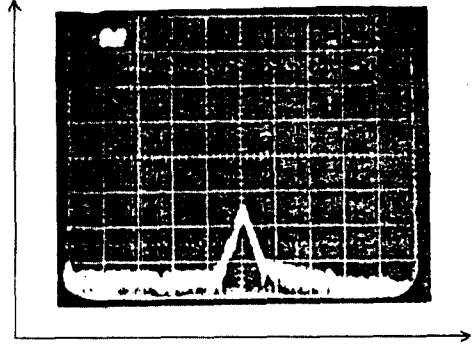


그림 26 最終的으로 S/N 이 改善된 出力波刑  
Output waveform with improved S/N ratio.

크기와 거의 같아서 스펙트럼을 感知할 수 없다.

그러므로 시스템 잡음을 줄이기 위하여 잡음이 적게 발생하도록 부품배열을 하고 전원접지를 한 점으로 사용하고,<sup>(2)</sup> 각 단의 공통접지에 의한 잡음을 감소시키기 위하여 差等增幅器를 사용함으로써 S/N비가 개선되었다. (그림 26)

그리고 본 시스템은 500 $\mu$ V의 입력까지 스펙트럼을 분석할 수 있었다.

## V. 結 論

본 논문에서 전력밀도 스펙트럼 분석장치에 대하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 기존 스펙트럼 분석장치는 개루프방식에 의한 可變電壓制御發振器를 사용하였으나 본 연구에서는 比較器의 기준수를 고정시킨 모듈러함수를 이용한 PLL방식의 주파수합성기를 구성하였다.

그러므로 3개의 각각 다른 주파수대역과 채널 간격을 한 개의 PLL로 구현하여 시스템을 효율적으로 구성할 수 있었고 CPU로 주파수 제어를 하기 때문에 직접 주파수를 정확하게 측정할 수 있었다.

2. 函數變換裝置에서 기존 스펙트럼 분석장치는 包線檢波에 의하여 전력밀도를 구하기 때문에

입력감도를 낮게 설정하였으나 본 논문에서는 10 mV에서 8.5V까지의 신호에 대하여 선형적으로 자승시킬 수 있는 自乘檢波를 이용하여 500 $\mu$ V까지 入力感度を 높게 하였다.

3. 함수변환장치의 출력을 기억시키므로써 주기 및 비주기성 신호의 전력밀도 스펙트럼을 분석할 수 있었다.

4. 기억된 電力密度 스펙트럼에 대하여 주파수 축의 크기를 부분적으로 8배로 확대시켜 조밀한 부분의 전력밀도 스펙트럼을 측정할 수 있었다.

本 研究는 韓國科學材團의 支援下에 수행되었으며 同財團에 심심한 謝意를 표합니다.

## 參 考 文 獻

- (1) Floyd M. Gardner, Phaselock Techniques, John Wiley & Sons, 1979.
- (2) W. Pavid Gregg, Analog and Digital Communication, John Wiley & Sons, 1977.
- (3) 차균현, 통신시스템, 동명사, 1982.
- (4) 차균현, 최신 회로망이론, 청문각, 1977.
- (5) Taub Schilling, Principles of Communication Systems McGraw-Hill, 1971.
- (6) "NDK QUARTZ" NIHON DEMPYA KOGYO CO, 1982.
- (7) Themes, Modern Filter Design, McGraw-Hill, 1976.
- (8) Anatol I. Zverev, Handbook of Filter Synthesis, John Wiley & Sons, 1967.
- (9) Millman, Microelectronics, McGraw-Hill, 1979.

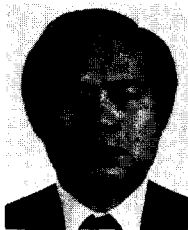
- (10) Ed Renschler, "Analysis and Basic Operation of the MC 1595." MOTOROLA, 1976.
- (11) Zimmer and Tranter, Principles of Communication. Houghton Mifflin. 1976.
- (12) Arther B. Williams, Electronics Filter Design Handbook. McGraw-Hill. 1981.
- (13) Harry Y.F. Lam, Analog and Digital Filters. Prentice-Hall. 1979.
- (14) Kaufman, Operation Amplifier Circuit Design. McGraw-Hill. 1976.
- (15) 이광우, "Modulo 함수를 이용한 PLL 주파수 합성기의구성" 고려대학교 대학원 석사학위논문. 1983.
- (16) David G. Messerschmitt, "A New PLL Frequency Synthesis Structure" IEEE Trans. Comm. Vol. COM-26, No. 8, August, 1978.
- (17) 사공석진, 최한규, 차균현, "스펙트럼 분석기용의 전압 제어발진기에 관한연구" 대한전자 공학회지, 제22권, 제1호, 1월 1985.
- (18) J. P. Frazier & J. Page, Phase Lock Loop Frequency Acquisition Study IRE Trans. Sep. 1982.
- (19) Rodney Zaks, Austin Lesea, Microprocessor Interfacing Techniques. SYBEN. 1979. X
- (20) Vadim Manassewitsch, Frequency Synthesizers Theory and Design. John Wiley & Sons. 1976.
- (21) H. M. Berlin, Design of PLL Circuit Sams. 1978.
- (22) Arthur M. Darbie, "Avoid the Pitfalls of Power Supply Connection" Electronic Design 4 Feb. 1970.
- (23) Henry W. Ott, Noise Reduction Techniques in Electronic Systems. BELL Lab. 1976.
- (24) H. C. Brown, "Get rid of ground-loop noise " Electronic Design 15, July 19 Ө.
- (25) Donald S. Bunk and Timothy J. Donovan, "Electromagnetic Shielding" Machine Design July 1967.
- (26) George L. Turin, "Engineering Report of Communication SystemLab" UC-Berkeley, Aug. 1974.



金在亨(Jae Hyung KIM) 正會員  
1961年 1月13日生  
1983年: 高麗大學校 電子工學科 卒業 (工學士)  
1985年: 高麗大學校 大學院 電子工學科 卒業 (工學碩士)  
1985年~現在: 高麗大學校 大學院 博士過程 在學中



司空石鎭(Sug Chin SAKONG) 正會員  
1951年 3月23日生  
1976年: 高麗大學校 電子工學科 卒業 (工學士)  
1980年: 高麗大學校 大學院 電子工學科 卒業 (工學碩士)  
1985年: 高麗大學校 大學院 電子工學科 (工學博士)  
1976年: 金星電氣株式會社 (研究員)  
1977年~1980年: Motorola (株) (研究員)  
1981年: 서울工業專門學校 電子科 專任講師  
1982年~現在: 國民大學校 電子科 助教授 在職中



車均鉉(Kyun Hyon TCHAH) 正會員  
1939年 3月26日生  
1976: 서울大學校에서 工學博士學位  
1978~現在: 高麗大學校 電子電算 工學科 教授  
1981~現在: 工業振興庁標準審議委員