

스펙트럼 분석器用의 電壓制御發振器에 관한 研究

(A Study on the Design of VCO Used
in the Spectrum Analyzer)

司空石鎭*, 崔漢奎**, 車均鉉***

(Sug Jin Sakong, Han Kyoo Choi and Kyun Hyon Tchach)

要 約

작은 채널 간격 및 많은 채널수를 갖고 3개의 서로 다른 대역에서 스위프를 하는 모듈러(modulo) 函數를 利用하여 周波數 合成方式¹⁾을 設計하였다.

그러므로 本 研究에서 設計한 電壓制御發振器는 스펙트럼 分析器에서 必要한 3개의 각각 다른 帶域幅과 채널 간격이 10Hz, 40Hz, 400Hz로써 512개의 채널수를 갖는 장치에 적합하다.

Abstract

The modulo PLL was applied to the implementation of frequency synthesis with the narrow channel spacing, many channels and three different frequency bands.

So, VCO (voltage controlled oscillator) designed in this paper is suitable for the device with three different frequency bands 10 Hz, 40 Hz, 400 Hz channel spacing, and 512 channels.

I. 序 論

스펙트럼 分析器에서 電壓制御發振器의 스위프는 스위프 時間이 느린 경우와 빠른 경우, 周波數의 間隔이 넓은 경우와 좁은 경우등으로 選擇되게 되어 있다. 빠르게 스위프되는 경우에는 빠른 獲得時間(acquisition time)이 必要하고 혹은 좁은 周波數 채널 間隔이 必要하므로 이를 위해 位相固定 루우프(PLL; phase locked loop) 方式을 導入 하였다.

PLL에서 獲得時間이 느린 경우와 lock-in 範圍가 좁은 경우는 루우프 帶域幅이 매우 좁은 理由²⁾ 이므로 원하는 獲得時間과 넓은 lock-in 範圍가 必要하면 루우

프의 帶域幅을 늘려야 한다.

Modulo 函數를 利用한 PLL周波數 合成方式은 스위프 주파수를 正確히 制御함으로써 스펙트럼의 周波數를 精確히 읽어낼 수 있고 또한 임의의 周波數에서 스펙트럼을 임의의 帶域幅으로 확장시키므로 信號의 성질을 보다 자세히 分析할 수 있으면서 다른 PLL 方式보다 간단하게 구성할 수 있다.

II. 스펙트럼 分析器用 電壓制御發振器

스펙트럼 分析器의 全體 블록도는 그림 1과 같다. 혼합기(mixer)에서 헤테로다인(heterodyne)된 入力信號는 周波數 윈도우(window)에서 中心周波數 f_0 의 成分만 通過되어 自乘器에서 제공되어진다.

時間 윈도우에서는 信號를 積分하고 이것이 電力 密度 스펙트럼(power density spectrum)이 된다.

電力 密度 스펙트럼은³⁾

$$P(f) = \frac{1}{2\Delta} \int_{-\Delta}^{\Delta} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T y^2(t) dt \quad (1)$$

*正會員, 國民大學校 工科大學 電子工學科
(Dept. of Electron. Eng., Kook Min Univ.)

準會員, *正會員, 高麗大學校 工科大學 電子工學科
(Dept. of Electron. Eng., Korea Univ.)

接受日字: 1984年 9月 6日

여기서

- Δ : 周波數 윈도우의 帶域幅
- f_0 : 周波數 윈도우의 中心周波數
- $y(t)$: 周波數 윈도우를 通過한 信號와 같이 나타낸다.

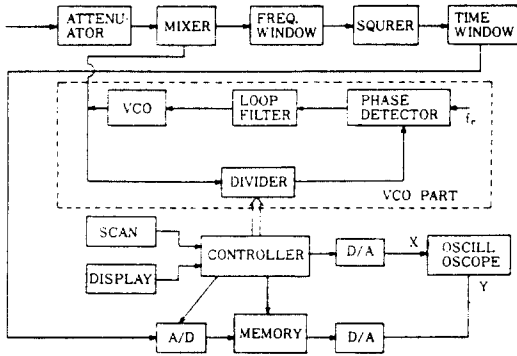


그림 1. 스펙트럼 분석기의 블럭도
Fig. 1. Block diagram of spectrum analyzer.

식(1)에서 電力 密度는 오직 $f=f_0$ 일때의 스펙트럼을 나타내고 있다. 따라서 주어진 範圍의 全體 周波數에서 電力 密度를 얻기 위해서 연속적으로 다른 周波數에 對한 電力 密度 값을 얻는다.

이런 方法의 경우 周波數 윈도우의 중심 주파수를 移動시키는 方法과 電力 密度 스펙트럼을 移動시키는 方法이 있다. 前者보다는 後者가 簡單하고 쉬운 方法이므로 本 論文에서는 電力 密度 스펙트럼을 移動시키는 方法에 대하여 다룬다.

式(1)을 實現하기 위한 블럭도는 그림 2와 같다.

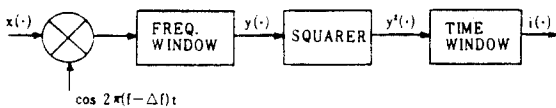


그림 2. 전력밀도 스펙트럼을 측정하기 위한 블럭도
Fig. 2. Block diagram of practical scheme for measuring a complete spectrum.

그림 2에서 入力信號 $x(\cdot)$ 는 헤테로다인⁽¹⁾(heterodyne)되어

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

이 된다.

헤테로다인된 信號의 스펙트럼은 다음과 같다.

$$P(f + (f_0 - \Delta f)) + p_0 |f - (f_0 - \Delta f)| \quad (3)$$

그림 3에서 帶域幅 W 를 갖는 低域通過 스펙트럼 $P(\cdot)$ 를 짧은 실선으로 나타내었다. 電力 密度 函數 $P(\cdot)$ 는 偶函數이므로 $P(\cdot)$ 의 陰周波數 部分은 $f=0$ 을 中

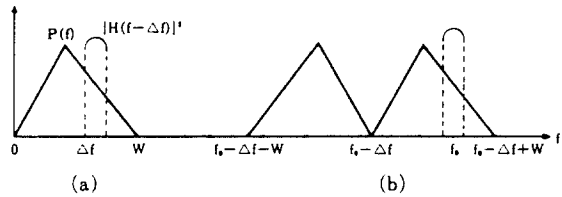


그림 3. 주파수 윈도우를 통과하는 스펙트럼의 스위프
Fig. 3. Sweeping a spectrum past a frequency window.

心으로 對稱이 된다.

그림 3에서 (b)의 스펙트럼이 헤테로다인되어 周波數 轉移된 陽의 周波數 部分이다. 周波數 f_0 에서 점선으로 표시한 부분이 주파수 윈도우의 주파수 특성곡선이다. 중심주파수가 f_0 인 주파수 윈도우의 특성곡선과 같은 假想的인 周波數 윈도우 $H(\cdot)$ 를 원래의 스펙트럼 $P(\cdot)$ 에서 생각할 수 있다.

그림 3에서 Δf 가 0에서 W 까지 증가함에 따라 스펙트럼 $P(f - f_0 + \Delta f)$ 는 왼쪽방향으로 이동하여 주파수 윈도우를 通過하게 된다. 이와 반대로 원래 스펙트럼에서 Δf 가 增加함에 따라 假想的인 周波數 윈도우는 오른쪽 방향으로 이동하는 形態가 된다.

이러한 過程으로 주어진 全體 周波數에서 電力 密度 스펙트럼을 얻을 수 있다. 入力信號의 最大 周波數 帶域幅 W 가 오실로스코프의 수평축에 나타내기 위하여 式(4)에서 Δf 는 0에서부터 W 까지 離散的으로 增加되어야 한다.

이때 Δf 의 離散係數를 K 라 할 때

$$\Delta f = \frac{K-1}{K} W \quad K=1, 2, 3, \dots, K+1 \quad (4)$$

입력신호가 周期函數를 포함하는 경우에는 不連續 스펙트럼을 가지므로 K 가 큰 경우에는 不連續 스펙트럼을 놓일 경우가 發生하므로 K 의 範圍는 式(5)로 주어진다.

$$\Delta > 3 \cdot \frac{W}{K} \quad (5)$$

여기서 3은 實驗的으로 決定된 안전계수이다.

여기서 W 에 대한 Δ 를 표 1과 같이 정하였다.

표 1. W 에 대한 Δ 값
Table 1. The value of Δ for W .

W (KHz)	5	20	200
Δ (Hz)	100	500	2000
Δf (Hz)	10	40	400

K 를 512로 固定하였다.

式(2)에서 $f_0 - \Delta f$ 는 最大 入力信號 帶域幅이 200KHz 이므로 f_0 를 250 KHz로 하고 各各의 Δf 에 대한 獲得 時間을 0.1ms 및 1ms로 定하였다.

III. 電壓制御發振器 設計의 理論

電壓制御發振器는 入力制御電壓에 따라 出力周波數가 變하는 回路網이다.

스펙트럼 分析器에서 電壓制御發振器는 位相의 安定度가 가장 중요한 조건이 된다. 따라서 보다 안정된 周波數를 얻기 위하여 PLL方式의 導入이 必要하다. 스펙트럼 分析器에서 電壓制御發振器의 出力은 매우 작은 간격으로 스위프되는 高周波이므로 基準周波數 f_r 은 매우 낮아야 하고 정수 N 은 커져야 하는 경향이 있다. PLL에서 루우프의 獲得과 lock-in 範圍는 루우프 帶域幅의 函數이다. 매우 좁은 루우프 帶域幅은 lock-in 範圍가 좁게 되고 獲得이 느리게 된다. 정수 N 가 커지면 커질수록 獲得은 느려져 루우프의 동작을 느리게 한다.

따라서 基準周波數를 높여 루우프의 帶域幅을 넓히고 獲得을 빠르게 할 수 있다.¹³⁾

이 方式은 出力周波數를 N 분周하는 대신 M/N 배 하여 基準周波數를 M 배 增加시켜 獲得을 향상시킨 것으로 블럭도는 그림 4 와 같다.

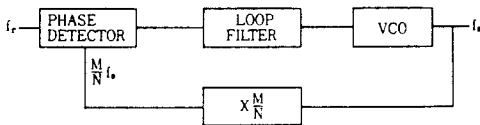


그림 4. Modulo 함수를 이용한 PLL 방식의 블럭도
Fig. 4. Block diagram of a PLL method using a modulo function.

位相 檢出器에서 基準 周波數의 位相과 電壓制御發振器의 出力周波數를 M/N 배한 周波數의 位相을 比較하여 位相差에 해당하는 電壓을 出力시킨다. 이 誤差 電壓은 루우프 濾터에 의해 雜音과 高周波 成分이 제거되어 電壓制御發振器를 制御하게 된다. 電壓制御發振器에서 制御電壓은 M/N 배한 周波數의 位相과 基準 周波數의 位相差를 감소시키는 방향으로 變화한다. 이러한 과정이 반복되어 位相이 一致될 때 루우프는 固定(lock)狀態가 된다.

이때의 周波數 관계는 다음과 같다.

$$f_r = \frac{M}{N} f_0$$

1. 周波數 M/N 배 회로
어떤 正弦波 $x(t)$ 를

$$x(t) = A \cdot \sin(2\pi f_r t) \tag{6}$$

라고 하면

$$x(n) = A \cdot \sin(2\pi f_r n T_s) \tag{7}$$

이 된다. 단 $T_s = 1/f_0$ 標本化 週期 부분수를 줄이기 위하여 $x(n)$ 은 週期를 갖는 것이 必要하다. 주기가 N 일때의 $x(n+N)$ 은 다음과 같다.

$$x(n+N) = A \sin[2\pi f_r n T_s + 2\pi f_r N T_s] \tag{8}$$

式(7)과 式(8)가 같을 조건은

$$f_r \cdot N \cdot T_s = M \quad M : \text{정수} \tag{9}$$

일때 만족한다. 식(9)에서

$$f_r = \frac{M}{N} f_0 \tag{10}$$

이 된다.

式(5)를 式(4)에 代入하면

$$\begin{aligned} x(n) &= A \sin\left(2\pi \frac{M}{N} f_0 n T_s\right) \\ &= A \sin\left(2\pi \frac{M}{N} n\right) \end{aligned} \tag{11}$$

이 된다. $x(n)$ 을 발생시키는 블럭도는 그림 5 와 같다.

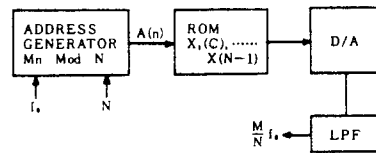


그림 5. $x(n)$ 을 발생시키는 블럭도
Fig. 5. Block diagram of a $x(n)$ generator.

그림 5에서 ROM에 N 개의 標本 $x_i(n)$ 을 기억시켜 두고 번지수를 M_n (modulo N)으로 지정하여 D/A 변환시킨 후 低域通過 시키면 $x(n)$ 을 구할 수 있다.

$$x(n) = x_i(M_n \text{ Mod } N) \tag{12}$$

그러나 $x(n)$ 은 n 에 따라서 周波數가 달라지는 아날로그 信號이므로 位相 檢出器가 아날로그형이어야 한다.

따라서 전체적인 하드웨어(hardware)는 복잡해

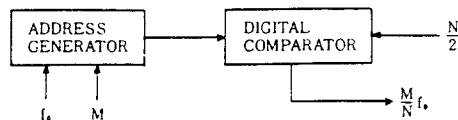


그림 6. 간략화시킨 M/N 배 회로의 블럭도
Fig. 6. Block diagram of a simplified $(M/N)f_0$ scheme.

진다. 이것은 D/A變換器와 ROM을 디지털 比較器로 代置하면 可能하다.¹¹⁾ 간략화시킨 M/N배 회로의 블럭도는 그림 6 과 같다.

그림 6의 回路에서 N/2대신에 常數 K를 代置하여도 같은 周波數를 發生시킨다. M과 N을 固定하고 변수 N/2을 K로 代치하였을 때 M/Nf₀의 波形은 그림 7 과 같다.

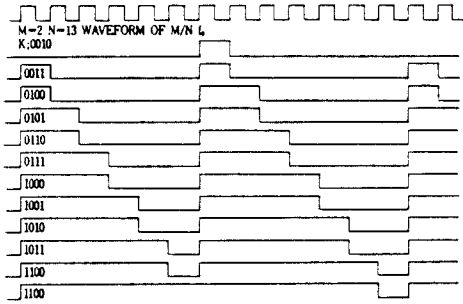


그림 7. K의 변화에 의한 M/Nf₀의 파형
Fig. 7. Waveform of (M/N)f₀ versus variance of K.

그림 7에 나타난 것과 같이 K가 變化함에 따라 波形은 오직 능률율(duty factor)만 變化되고 周波數는 一定하게 된다. 따라서 N/2대신 常數 K로 固定시킬 수 있어 制御器에서 變數 N/2, N-M, M대신에 N-M과 M을 定함으로써 回路는 보다 간단하게 될 수 있음을 알 수 있다.

2. 번지수 發生器

번지수 發生기는 Modulo函數의 반복관계에서 設計할 수 있다.¹²⁾

式(12)에서 A(n+1)은

$$\begin{aligned} A(n+1) &= M(n+1) \text{ Mod } N \\ &= (M_n \text{ Mod } N + M) \text{ Mod } N \\ &= A(n) + M \text{ Mod } N \end{aligned} \quad (13)$$

이다. 식(13)에서 Modulo 함수는 나머지만을 갖는 函數이므로

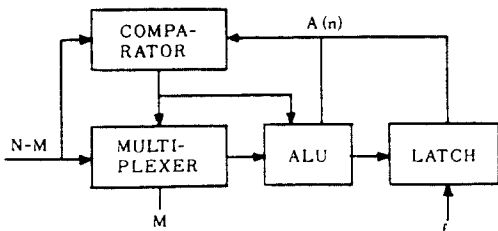


그림 8. 번지수 發生기
Fig. 8. Address generator.

$$\begin{aligned} A(n+1) &= A(n) + M & 0 \leq A(n) \leq N-M-1 \\ &= A(n) + M - N & N-M \leq A(n) \leq N-1 \end{aligned} \quad (14)$$

이다. 식(14)를 實現시킨 블럭도는 그림 8 과 같다.

函數 A(n+1)의 값은 N을 넘지 못하므로 A(n)과 N-M 값을 比較器에서 比較하여 N보다 작으면 A(n+1) 값은 A(n)+M이 되고, N보다 크면 A(n)+M의 값에서 N을 빼주게 된다. 이런 演算作用은 ALU(arithmetic logic unit)에서 일어난다.

3. 電壓制御發振器시스템의 數學的 모델¹³⁾

시스템의 數學的인 모델(model)은 그림 9 와 같다.

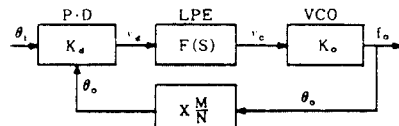


그림 9. 시스템의 수학적 모델
Fig. 9. Mathematical model of a system.

그림 9에서 位相誤差電壓은

$$V_a = K_a(\theta_i - \theta_o) \quad (15)$$

여기에서

K_a; 位相檢出器의 變換利得

θ_i; 入力信號의 位相

θ_o; 電壓制御發振器의 出力位相

이다.

電壓制御發振器의 中心周波數 偏差는

$$\Delta W = K_o V_c \quad (16)$$

여기에서

K_o; VCO의 變換利得

V_c; 低域通過필터를 通過한 制御電壓 주파수는 位相의 微分形態이므로

$$\Delta W = \frac{d\theta_o}{dt} = K_o V_c \quad (17)$$

식(11)과 식(13)을 라플라스 변환하면

$$L[V_a(t)] = V_a(s) = K_a[\theta_i(s) - \theta_o(s)] \quad (18)$$

$$L\left[\frac{d\theta_o(t)}{dt}\right] S\theta_o(s) = K_o V_c(s) \quad (19)$$

$$\theta_o(s) = \frac{K_o V_c(s)}{S} \quad (20)$$

$$\theta_o(s) = \frac{MK_o V_c(s)}{NS} \quad (21)$$

시스템의 전달함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} H(S) &= \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} \\ &= \frac{K_o K_a F(s)}{\frac{N}{M}S + K_o K_a F(s)} \end{aligned} \quad (22)$$

루우프 여파기를 그림10과 같이 2차 能動필터로 構成하였으므로 루우프 필터의 전달함수는

$$F(S) = \frac{CR_2 S + 1}{SCR_1} \quad \text{단 } A \gg 1 \quad (23)$$

이 된다. 그러므로 시스템의 전달함수는 다음과 같다.

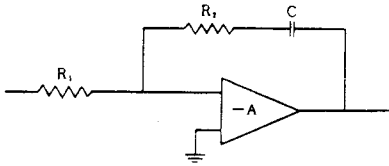


그림10. 2차 능동 저역 통과 여파기
Fig. 10. Second order active lowpass filter.

$$H(S) = \frac{K_0 K_d CR_2 S + \frac{K_0 K_d}{CR_1 \left(\frac{N}{M}\right)}}{S^2 + \frac{K_0 K_d CR_2}{CR_1 \left(\frac{N}{M}\right)} S + \frac{K_0 K_d}{CR_1 \left(\frac{N}{M}\right)}} \quad (24)$$

$$= \frac{2\xi \omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi \omega_n S + \omega_n^2}$$

IV. 電壓制御發振器 시스템의 構成 및 製作

시스템의 全體 블록도는 그림11과 같다.

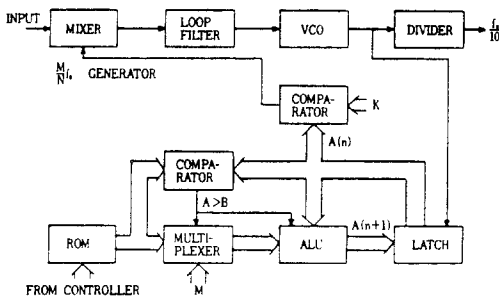


그림11. 시스템의 블록도
Fig. 11. System block diagram.

1. VCO 시스템의 規格

스펙트럼 分析器에서 VCO의 스위프 規格은 다음과 같다.

- ① 定着時間 (setting time)
 - i) 1, 0.1 sec
 - ii) 10, 1, 0.2ms
- ② 채널間隔 (channel spacing); Δf
 - i) 10Hz/step
 - ii) 40Hz/step

iii) 400Hz/step

③ 始作周波數 (start frequency); 250 KHz

2. 시스템의 設計

PLL에서 電壓制御發振器의 出力周波數 範圍는 시스템의 出力周波數의 規格보다 같거나 크게 設計된다.

固定(lock)狀態에서 시스템의 動特性(capture 範圍, capture時間, 루우프 帶域幅, 過度應答)은 增幅器와 필터의 성능에 의해 決定된다. 固有周波數와 스위프율은 減衰率이 增加함에 따라 固定되는 確率은 커지게 된다.¹⁴⁾

그러나 루우프 雜音帶域幅은 固有周波數가 고정되어 있더라도 減衰率에 따라 變한다.

가장 좋은 獲得性能을 갖는 減衰率 ξ 의 값은 正確하게 알려지지 않았으나 대략 0.7~1.0 사이에 있다.¹²⁾

本 시스템은 $\xi=0.7$ 로 設計되어 있다. 시스템의 基準周波數는 20KHz로 定하였고 定着時間을 最小 0.2ms 보다 적은 0.1ms로 設計되었으며 데이터는 65,356까지 可能한 16비트로 構成하였다.

各各의 다른 規格에 해당되는 (N-M)데이터는 표 2와 같이 EPROM의 번지수를 選擇하여 各各의 帶域에서의 (N-M) 데이터의 기억을 必要로 하는 기억장치(memory device)를 출일 수 있도록 設計되었다.

位相檢出器의 變換利得 K_d 는 位相差는 出力電壓을 나타낸 特性곡선에서 구한다.

표 2. 데이터의 선택
Table 2. Data select.

EPROM 번지 A, A ₁₀	선택되는 규격
0 0	400Hz/step
0 1	40Hz/step
1 0	10Hz/step

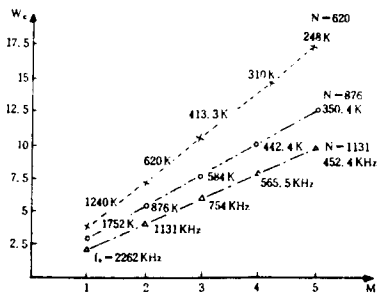


그림12. M, N의 變化에 의한 lock-in 範圍의 變化
Fig. 12. Lock-in range variation versus variation of M, N.

표 3. M, N의 변화에 의한 lock-in 범위의 변화
 $\omega_b \pm \omega_c$; [M radian/sec]
 lock-in 범위 ω_c [radian/sec]

Table 3. Lock-in range variation versus variation of M, N.

M \ N		1	2	3	4	5
620	$\omega_b \pm \omega_c$	77.91~77.92	38.95~38.96	25.96~25.98	19.46~19.49	15.56~15.60
	ω_c	3576.77	7153.55	10730.32	140307.10	17883.87
876	$\omega_b \pm \omega_c$	110.08~110.08	55.04~55.05	36.69~36.70	27.51~27.54	22.00~22.08
	ω_c	2531.51	5063.01	7594.52	10126.03	12657.53
1131	$\omega_b \pm \omega_c$	142.12~142.13	71.06~71.07	47.37~47.38	35.52~35.54	28.42~28.13
	ω_c	1960.74	3921.49	5882.23	78.4297	9803.71

N		10	20	30	40	50
6200	$\omega_b \pm \omega_c$	77.91~77.91	33.95~38.96	25.97~25.98	19.47~19.48	15.51~15.59
	ω_c	1509.68	3019.35	3019.03	0038~71.	
6456	$\omega_b \pm \omega_c$	21.13~81.13	40.56~40.57	27.04~27.05	20.28~20.29	
	ω_c	1449.81	2899.63	4349.44	5799.26	
6711	$\omega_b \pm \omega_c$	84.33~84.33	42.16~42.17	28.11~28.12	21.08~21.09	16.86~16.87
	ω_c	1394.73	2789.45	4184.18	5578.90	6973.63

M \ N		1	50	100	150	200
24800	$\omega_b \pm \omega_c$	3116.46~3116.46	62.32~62.33	31.16~31.17	20.77~20.78	15.57~15.59
	ω_c	36.58	1829.03	3658.06	5487.10	7316.13
25056	$\omega_b \pm \omega_c$	3148.63~3148.63	62.97~62.97	31.48~31.49	20.99~21.00	15.74~15.75
	ω_c	36.21	1810.34	3620.69	5481.03	7241.38
25311	$\omega_b \pm \omega_c$	3180.67~3180.67	63.61~63.62	31.80~31.81	21.20~21.21	15.90~15.91
	ω_c	35.84	1792.11	3584.21	5376.32	7168.42

3. 結果 및 考察

電壓制御發振器의 變換利得K_v는 制御電壓과 出力周波數의 特性曲線에서 구한다. 표3과 그림12에 本 시스템에서 M과 N의 變化에 의한 lock-in 範圍를 나타낸 것이다. 여기서 N이 증가함에 따라 lock-in 범위가 좁아짐을 알 수 있다.

그리고 固定된 N에 대하여 M을 증가 시키면 lock-in 範圍는 넓어짐을 알 수 있다.

그러므로 좁은 채널 간격을 얻기 위하여 작은 基準周波數를 使用함으로써 생기는 느린 獲得時間과 lock-in 範圍가 좁은 경우에는 큰 利得의 lock-in 범위에 알맞는 N을 선택하고, M을 변화시켜서 좁은 채널 간격과 많은 채널수가 필요한 周波數 合成器에 利用할 수 있다.

V. 結 論

스펙트럼 分析器에 適用할 수 있는 電壓制御發振器

를 設計하기 위하여 빠른 獲得時間과 많은 채널 간격이 가능한 modulo PLL 方式을 擇하여 構成하였다.

以前의 方式에서 變數 N/2 대신에 상수 K로 代置하여도 똑같은 結果를 얻을 수 있음을 알 수 있었다.

또한 3개의 다른 規格에 해당되는 데이터는 표2와 같이 선택되게 해주어 기억장소를 줄일 수 있으므로 간략하게 된다.

本 시스템에서 N이 증가함에 따라 lock-in 범위가 적어짐을 표3과 그림13에서 알 수 있다.

또한 固定된 N에 대해서 M을 증가시킴으로써 lock-in 범위는 넓어짐을 알 수 있다. 따라서 基準周波數와 M을 變化시켜 원하는 채널 간격을 얻을 수 있다. 本 시스템의 規格보다 빠른 獲得時間을 얻기 위해서 루우프 필터를 조정하여 設計함으로써 가능하다.

本 시스템의 規格보다 높은 周波數는 좀 더 복잡해지는 경향이 있으나 비트수를 늘림으로써 가능할 것이다.

參 考 文 獻

- [1] 차균현, 통신시스템, 동명사, 1982.
- [2] 이광우, "Modulo 함수를 이용한 PLL 주파수 합성회로의 구성", 고려대학교 대학원 석사학위 논문, 1983.
- [3] Hewlett Packard, *Spectrum Analyzer Series Application Note 150*. Hewlett Packard, 1974.
- [4] D. Richman, "Color carrier reference phase synchronization accuracy in NTSC color television," *Proc. IRE*, vol. 42, pp. 106-133, 1954.
- [5] J.P. Frazier & J. Page, "Phaselock loop frequency acquisition study," *IRE Trans.* pp. 210-227, 1962.
- [6] D.G. Messerschmith, "A new PLL frequency synthesis structure," *IEEE Trans.*, vol. Com-26, no.8, pp. 1195-1200, 1978.
- [7] F.M. Gardner, *Phaselock Techniques*. John Wiley & Sons, Inc., 1979.