

高 Q 高利得 VHF 能動필터와 그 FM 受信機에의 應用

(High Q High Gain VHF Active Filters and Their Application to FM Receivers)

朴 松 培*

(Park, Song Bai)

ABSTRACT

This paper describes the computer-aided design, fabrication and performance of high Q and high gain active filters suitable for microminiaturization in the frequency range of 10—800MHz, based on the negative resistance operation of a transistor.

A Q as high as 1000 and a transducer gain as high as 35dB can readily be obtained with a single-transistor amplifier and with an inductance as small as a few nH at higher frequencies and 150 nH at lower frequencies in the above frequency range. The gain of the proposed active filter can be stabilized within ± 1.5 dB over the temperature range -10°C to $+50^{\circ}\text{C}$ and the temperature dependence of the center frequency is typically 50ppm/ $^{\circ}\text{C}$.

An experimental FM receiver utilizing these filters and operating at a carrier frequency of 92 MHz was built. The whole circuit was fabricated on eight alumina substrates of $3/4'' \times 3/8''$ by the thick-film hybrid IC technique and the coils are constructed, for miniaturization, in a spiral form of 3 or 4 turns of enamel copper wire with an overall diameter of about 5mm. The test results are also reported in this paper.

要 約

本 論文에서는 트랜지스터의 入出力임피던스가 어떤 條件下에서 負性컨덕턴스成分을 갖는다는 事實에 着眼하여 10~800MHz의 周波數範圍에서 超小型化에 適合한 高 Q, 高利得의 새로운 能動 B.P. 필터를 提案 하고 컴퓨터에 의한 이의 設計, 製作 및 性能을 記述하였다.

이 方法에 의하면 트랜지스터 하나만의 增幅器로서 또 上記周波數範圍의 上限에서는 數 nH, 上限에서는 150nH 정도의 작은 인덕턴스로서 1000에 이르는 Q와 35dB에 이르는 利得을 容易하게 얻을 수 있다. 이 能動필터의 溫度特性은 -10°C ~ $+50^{\circ}\text{C}$ 의 범위에서 利得變化를 $\pm 1.5\text{dB}$ 以內로 억제할 수 있으며 또 中心周波數變化는 50ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 가 代表的인 值이다.

이와 같은 能動필터를 구사한 搬送周波數 92MHz의 實驗的 FM受信機를 製作하였다. 全回路는 $3/4'' \times 3/8''$ 의 알미나基板 8개 위에 厚膜하이브리드 IC 技術을 利用하여 제작되었으며 코일은 小型化를 위하여 에나멜 線을 捲線數 3~4, 直徑 5mm 程度의 스파이럴型으로 감아서 基板에 附着시켰다. 이 受信機의 試驗結果도 아울러 報告하였다.

1. 序 論

인덕터는 전자회로의 小型化에 있어서 큰 난관

을 준다. 인덕터를 완전히 제거하기 위한 소위 active RC 회로는 그 合成方法에 있어서 Op amp. 를 포함한 각종 controlled source, gyrator, NIC 등의 이상적 基本素子를 가정한다. 그런데 이들 基本素子の 주파수응답의 제한으로 말미암아 ac-

* 韓國科學技術研究所(Korea Institute of Science and Technology)
電子回路研究室長

tive RC filter의 실용주파수의 上限은 현재 MHz 이하에 머무르고 있는 실정이다. 한편 薄膜이나 厚膜으로 실현할 수 있는 인덕턴스는 수 100MHz 이상에서나 有用할 정도로 작은 것 일 뿐더러 Q가 뛰 떨어진다. 그러므로 IC化에 하등 문제가 되지 않는 수 100nH 이하의 인덕터를 써서 Q가 높은 VHF, UHF用 active B. P. filter를 얻을 수 있다면 이런 높은 주파수에서의 전자회로의 IC化 따라서 小型化에 크게 기여할 수 있을 것이다.

이 論文에서는 transistor의 出力 어드미턴스가 어떤 조건하에 어떤 주파수 범위에서 負의 실수부를 갖는다는 사실에 착안하여 수 10nH 정도의 극소한 인덕턴스로서 수 100의 높은 Q와 1段에 30dB 이상의 높은 利得이 얻어지는 安定된 小信號用 active B. P. filter의 설계와 이것을 구사한 VHF, UHF用 超小型 FM 수신기의 개발에 관해서 보고한다.

2. 基本回路 및 그 動作原理

보통의 同調 RF 증폭기에 있어서 IC化를 위하여 L이 작은 코일을 쓴다면 회로의 Q가 떨어진다. 그러나 만일 적당한 값의 負性컨덕턴스를 병렬동조회로에 병렬로 연결한다면 Q와 利得이共に 높아질 것이 예상된다. 從來 負性컨덕턴스는 發振을 위해서는 많이 사용되었으나 상술한 목적을 위해서는 별로 연구되지 않았는데 그것은 回路解析이 어려울 뿐 더러 回路가 잠재적인 不安全성을 내포하기 때문이었다. 그러나 컴퓨터를 이용한다던지 HP社의 Network Analyzer 같은 有效한 측정기구를 사용함으로써 이러한 난문제는 해결될 수 있다.

負性컨덕턴스를 얻는 각종 회로중 그림 1과 같은 회로가 우리의 목적에 적합하다는 것이 알려졌다. 간단을 위하여 우선 $C_1=C_2=0$ 로 하고 콜렉터端子에서 본 出力임피던스 Z_{out} 가 負의 실수부를 가질 수 있다는 것을 보여주기 위하여 TR을 그림 3(a)와 같은 等價回路로 바꾸어 놓으면

$$Z_{out} = (Z_1 // R) + Z_c - \frac{\alpha R Z_c}{R + Z_1} \tag{5}$$

여기서 $//$ 는 그 兩쪽의 임피던스 또는 素子の

並列임피던스를 나타내고 $Z_1 = (r_c // c_c) + (R_E // C_E)$, $R = R_g + r_b$, $\alpha = \alpha_o / (1 + jf/f_a) = \alpha_o / (1 + jx)$ (f_a : α -cutoff 주파수, α_o : 저주파수에서의 α). 따라서 Z_{out} 의 실수부 R_{out} 는

$$R_{out} = R' - \frac{\alpha_o R \{ (R_1 R_c + X_1 X_c) + x (R_c X_1 - R_1 X_c) \}}{(1+x^2)(R_1^2 + X_1^2)} \tag{2}$$

여기서 $R' = (Z_1 // R) + Z_c$ 의 實數部($R' > 0$), $R + Z_1 = R_1 - jX_1$ ($R_1, X_1 > 0$), $Z_c = R_c - jX_c$ ($R_c, X_c > 0$). 式(2)는 R_{out} 가 어떤 조건하에서 負가 될 수 있음을 시사한다. 실제로 TR의 대표적 parameter와 外部受動素子の 値를 대입하여 계산하여 보면 그림 2와 같이 상당히 넓은 주파수범위에서 出力 어드미턴스 $Y_{out} = G_o + jB_o$ 의 실수부가 負値를 갖는다.

이 回路가 적은 L로서 높은 주파수 선택성을 가지도록 할 수 있음을 보여 주기 위하여 콜렉터 左側에 대하여 Norton의 定理를 적용하면 그림 1(b)의 左側의 등가회로를 얻는다. 여기서 G_p 는 코일 L의 損失을 대표하는 並列컨덕턴스이다. 그림 1(b)의 右側은 左側을 간단히 한 것이며 다음과 같은 關係式이 成立함은 쉽게 알 수 있다.

$$G_p = 1/Q_c \omega_c L \tag{1}$$

$$G' = G_p + L + G_o \tag{2}$$

$$C' = C + C_o = 1/L\omega_o^2 \tag{3}$$

$$Q' = 1/G' \omega_c L \tag{4}$$

여기서 Q_c 는 코일의 Q이고, ω_c 는 共振角周數, G_L 은 負荷컨덕턴스, Q' 는 filter 應答의 選擇성을 나타내는 Q이다. 위에서 알 수 있는 바와같이 적은 L을 쓰는 경우 G_p 는 커지나 G_o 를 적당한 負値로 함으로써 G' 가 正의 値를 가지게 할 수 있고 따라서 filter 應答의 Q' 를 크게 할 수 있는 것이다. 回路가 安定된 動作을 하기 위해서는 G' 는 正이어야 하며 $G' = 0$ 일때 $Q' = \infty$ 가 되고 發振이 이러난다.

이 基本回路에서 C_E 는 보통의 증폭기에서의 by-pass用이 아니고 그 値의 적당한 선정은 G_o 를 負로 하는데 매우 중요하다. 그림 2는 C_E 의 Y_{out} 에 대한 영향을 살피기 위해서 TR를 그림 3(a)와 같은 等價回路로 代表하여 여러가지 C_E 에 대한 Y_{out} 를 컴퓨터로 계산한 것이다. 여기서

보는 바와 같이 어떤 주파수 범위안에서만 G_o 가 負가 되는데 C_E 가 적을수록 G_o 의 最大負值를 주는 주파수가 높아진다. 일반적으로 G_o 가 最大負值를 가진 다음에는 주파수증가에 따라 Y_{out} 곡선이 급히 第1象限으로 넘어 감을 볼 수 있는데 回路의 동작안전을 위해서는 동작주파수를 Y_{out} 곡선의 變曲되는 부분 또는 그 以下로 택하는 것이 좋음을 알 수 있다.

또 基本回路에서 C_1 은 베이스에서의 카리어傳達에 遲延을 주는 效果를 가지며 이로 인하여 G_o 는 더욱 낮은 주파수에서 시작하여 負性을 나타낸다. 또 C_2 는 positive feedback 에 의하여 G_o 의 負值를 증대시키는 效果를 가져온다. 이와 같은 效果는 여러가지 C_1, C_2 의 값에 대하여 Y_{out} 곡선을 그린 그림 3으로 부터 명백히 알 수 있다

이 能動필터는 보통의 RF 증폭기에 비하여 transducer gain [= (증폭기의 출력 전력)/(전원으로 부터의 available power)]이 매우 큰데 이것은 공진점부근에서 入力임피던스가 보통 負의 실수부를 가지고 따라서 電流에서 베이스로 流入하는 入力전류 따라서 콜렉터의 出力전류가 커지기 때문이다. 반면에 이 사실은 入力임피던스를 電流임피던스에 整合시킬수 없다는 것과 또 비교적 낮은 電流전압에서 TR이 非線型的으로 동작하기 시작한다는 結論을 가져온다.

모든 能動필터에 공통되는 한가지 結論은 素子の 파라메터變化에 따라서 필터특성이 변하기 쉽다는 것이다. 그림 4는 TR의 f_a 및 외부수동소자가 각각 +5%씩 변화할 때의 B.P. 특성의 變化를 그린 것이다. f_a 의 變化에 대해서는 중심주파수가, C_2 의 變化에 대해서는 利得이 현저하게 변하나 R_E 의 變化에 대해서는 변동이 거의 없다 그러나 실제로는 電流전압을 일정하게 하고 R_E 를 變化시키면 회로의 동작점이 달라지고 따라서 f_a 가 변한다는 것을 잊어서는 안된다.

3. 設計要領

1) 요망되는 공진주파수 f_o 의 數倍~數 10倍정도의 f_T 를 가지고 β 가 높은 RF transistor를 擇한다. RF preamplifier를 위해서는 低雜音의 TR을 擇야 함은 물론이다.

2) 適當한 bias 전압을 擇하고 동작점에서의 TR의 2-port parameter를 f_o 에서 측정한다. (엄밀한 設計에 있어서는 TR의 등가회로를 사용하기 보다 직접 2-port parameter를 측정하는 것이 좋다). Y_{out} 를 측정에 의해서 구하는 경우에는 이 과정은 불필요하다.

3) 위에서 구한 2-port parameter를 이용하여 여러가지 C_E 의 값에 대한 Y_{out} 를 계산한다. 또는 직접 측정에 의하여 Y_{out} 를 구한다. Y_{out} 의 실수부 G_o 는 f_o 에서 負가 되어야 하며 그 크기는 $1/R_L$ 보다 약간 커야 한다. 만일 이 조건이 만족되지 않으면 數 10pf 정도의 C_2 를 插入하여 위의 계산 또는 측정을 반복한다. f_o 가 f_T 의 약 1/10이하의 경우에는 C_1 마저 插入해야 할 경우가 있다.

4) 한편 同調回路에 쓸 코일의 Q와 인덕턴스 L을 定한다. L은 가급적 적은 것이 IC化를 위해서는 좋으나 너무 적으면 요구되는 負性인덕턴스가 커져서 회로동작이 불안정해지기 쉽다.

경험에 의하면

$$f_o \approx 450\text{MHz} \text{에서 } L < 5nH$$

$$f_o \approx 150\text{MHz} \text{에서 } L < 20nH$$

$$f_o \approx 50\text{MHz} \text{에서 } L < 40nH$$

$$f_o \approx 10\text{MHz} \text{에서 } L < 150nH$$

가 필요하며 이것은 모두 쉽게 IC化할 수 있는 적은 값이다.

5) 式(3), (4)로 부터 소요의 주파수 f_o 에서 공진되도록 C를 定하고 동시에 필터가 소요의 선택도 Q' 을 가지도록 G' 따라서 G_L 또는 G_o 을 定한다.

실제로 transducer gain A_T 의 크기와 Q' , f_o 는 콜렉터 전류의 크기에 따라서 변하며 또 R_E , C_E 의 變化에 대해서도 예민하다. 그러므로 이상과 같은 설계과정에 따라 회로를 구성한 다음 R_E , C_E 를 調整하여 소요의 특성을 얻는 것이 실제적이다. 또 이 active filter의 전달특성은 온도에 따라서 변하는데 f_o 의 偏移는 C에 適當한 온도계수를 가진 커패시터를 사용함으로써 보상할 수 있고 또 온도에 따른 A_T 의 變化는 R_E 에 適當한 thermistor를 사용함으로써 보상할 수 있다. f_o 에 영향을 미치지 않고 A_T 만의 온도보상을 獨立的으로 하는 가장 效果的인 方法은 이 filter다

표 1. Active Fiter의 특성

TR 型	$E_{cc}(V)$	$I_c(mA)$	$R_L(\Omega)$	$f_c(MHz)$	Q	$A_T(dB)$	온도특성(25°C 기준)		
							온도(C)	$\Delta f_c(KHz)$	$\Delta A_T(dB)$
2N3933	12	2	1000	471	약 1000	32	50 0	0 -100	-1 +2
2N3933	12	4.5	610	150	400	28	50 -8	-20 -70	+2 -1
2N4259	12	($R_E=2k\Omega$)	610	150	1000	32	40	-21	+1
M924	12	8.8	1000	21.4	400	35	50 -5	-40 +40	-1 +1.5
전단 EL318 후단 SL 83	3.75	4.8		91.9	350	48	전단의 filter를 10pf의 카파 시터로서 후단의 RC 증폭기와 결합한것		

음에 보통의 C. E. RC-coupled amp. 를 연결하여 그 에미터저항에 적당한 thermistor를 쓰는 방법일 것이다. 그러나 몇번의 cut-and-try method에 의하여 TR의 DC 동작점을 적당히 선택하면 상당히 廣範圍한 溫度變化에 대해서 A_T 가 거의 불변하게 할 수 있으며 이 경우에는 f_c 만의 변화를 C에서 보상해 주면 된다. 그리고 일반적으로 Q'와 A_T 는 같은 방향으로 변한다는 것을 부인한다.

4. 실 려

10여개의 TR를 써서 여러 주파수에서 上述한 active filter를 설계, 제작, 시험하였는데 그 중 몇가지 예를 표 1이 들었다. 사용한 L은 3에서 기술한 것과 같은 작은 것이며 에나멜線を spiral 형으로 감은 것을 썼다. 400MHz 이상에서는 수 mm 길이의 線만으로서도 충분하였다.

$R_g=50\Omega$ 이고 온도특성은 온도보상시의 것이다

5. VHF FM 受信機의 試作

위에서 開發한 B. P. active filter를 사용하여 92MHz대 VHF FM 受信機를 제작하였다. 그림 5는 그 block diagram이다. 超小型을 위하여 회로전체를 후막 IC로 실현하였다. active filter는 RF 증폭기, multiplier, IF 증폭기에 각 1개, discriminator에 2개를 사용했으며, 기타 부분은 모두 R,C, TR, diode 만으로 구성되어 있다. 코일은 어느것이냐 40nH 이하의 것이요 線徑 0.2mm의

에나멜線を 3,4회 spiral 형으로 감은 직경 5mm 정도의 것을 IC기판 후면의 한 구석에 epoxy로 부착시켰다. 그림 6은 그 사진이 그림 7은 RF단의 사진이다. 그림 8는 수신기 내외부의 사진이다. 9.5 mm×19 mm의 후막 IC기판 8개가 사용되고 있다(RF 단에 1, LO와 mixer에 1, IF 단에 1, limiter에 1, discriminator에 2, audio 단에 1, 전압조정에 1). 특성은 다음과 같다.

- RF: 91.9MHz
- IF: 22.75MHz
- LO 주파수: 11.525MHz×6 全電流: 25mA
- 電源電壓: 5V(수은전지 3개 직렬한 것을 2개 병렬)
- RF段: 利得=48dB, Q=350
- Mixer段: 損失=2dB
- FI段: 利得=40dB, Q=200
- Limiter: -40dBm~+10dBm의 入力에 대해서 -26±1.5dB의 出力
- Discriminator: Q=130인 active filter 2개 사용, 검파감도=0.3mV/kHz
- 20dB noise quieting leved: 0.7μV 이하
- Dynamic range: 80dB 사용온도: 0°~40°C
- Case의 크기: 2cm×3cm×8.5cm(回路部는 이半)

6. 結 論

IC화하는데 하등 문제되지 않을 정도의 적은 인덕턴스를 써서 수 100의 Q와 30dB 이상의 이

득을 얻을 수 있는 安定된 VHF, UHF 用 active filter가 開發되었으며 그 한 用途로서 이런 주파수 範圍에서의 FM 수신기의 초소형화를 기도하였다.

이 filter의 온도특성은 충분히 改善할 수 있었으나 電源電壓의 變化에 대하여 특성이 예민하게 變하므로 현재로는 정전압전원을 사용하고 있다. 또 이 filter는 신호 level이 높으면 distortion 따라서 intermodulation을 일으키기 쉬운데 이것은 다른 形式의 active filter에도 공통되는 현상으로서 이에 대한 대책을 장차 강구해야 할 것이다. 한편 noise figure는 같은 TR를 사용한 보통의 RF 증폭기의 것 보다 약간 낮다는 것이 실험적으로 알려졌는데 이것은 매우 興味있는 사실이며 이론적으로 이것을 說明할 수도 있다.

끝으로 이 filter 형식은 10~1000MHz의 廣範圍한 주파수대에 적합함을 부언한다.

參 考 文 獻

1. Sam Hartin: Large scale integration of communication circuits, NASA Technical Report, Feb.

1971.
 2. W.W. Gaertner, L.Kleinberg and F.K. Weinert: Micropower active filters for VHF applications, Aug. 1971, WESCON.
 3. D.K. Adams and R.Y.C. Ho: Active filters for UHF and microwave frequencies, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. Sept. 1969.
 4. J. Lindmayer and W.North: The inductive effect in transistors, Solid-State Electronics, vol 8, 1965
 5. J. A. Archer, J.F. Gibbons and G.M.Purnaiga: Use of transistor-simulated inductance as an interstage element in broadband amplifier, IEEE Trans. Solid-state Circuits, vol. SC-3, March 1968.
 6. S.C. Dutta Roy: "The inductive transistor, IEEE Trans. Circuit Theory (Correspondence), vol. CT-10, pp. 113-115, March 1963.
 7. G.R. Jindal, "High Q single inductive transistor arrangement," IEEE Proc. (Letters), vol. 55, p. 105, January 1967.

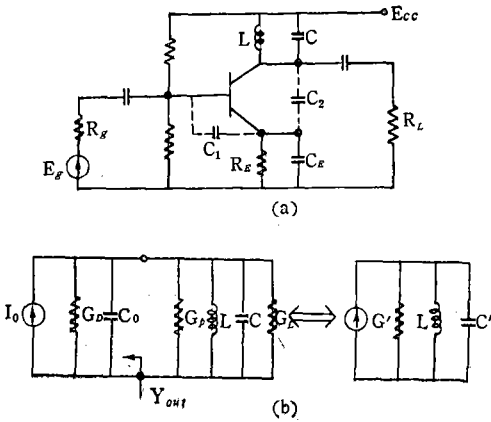
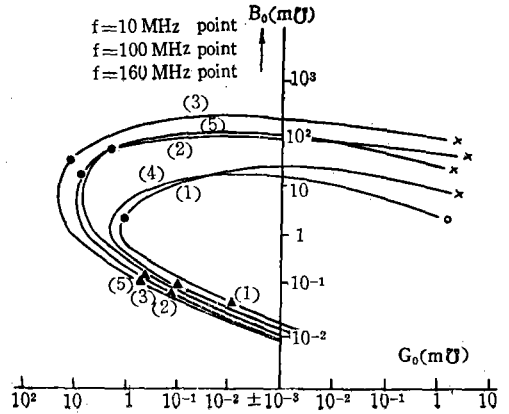


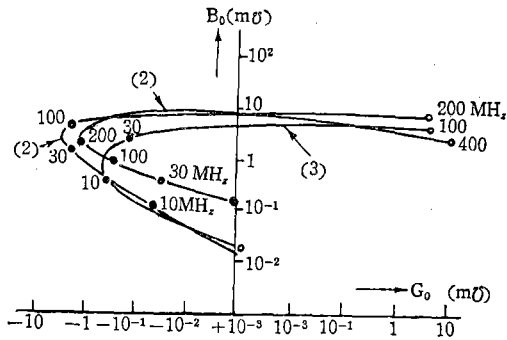
그림 1. (a) 基本回路 및 (b) 等價回路
 Fig 1. (a) Basic circuit and (b) Equivalent circuit



- Curve (1): $C_1=0, C_2=0$
- // (2): $C_1=0, C_2=20pf$
- // (3): $C_1=0, C_2=50pf$
- // (4): $C_1=20pf, C_2=0$
- // (5): $C_1=20pf, C_2=20pf$

(b) Plot of $Y_{out}(=G_o+jB_o)$ as a function of frequency

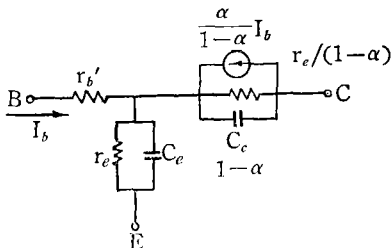
그림 3. 出力 admittance 에 대한 C_1 및 C_2 의 영향
 Fig 3. Effects of C_1 and C_2 on output admittance



- Curve (1): $C_E=5pf$ Curve (2): $C_E=100pf$
- Curve (3): $C_E=1000pf$

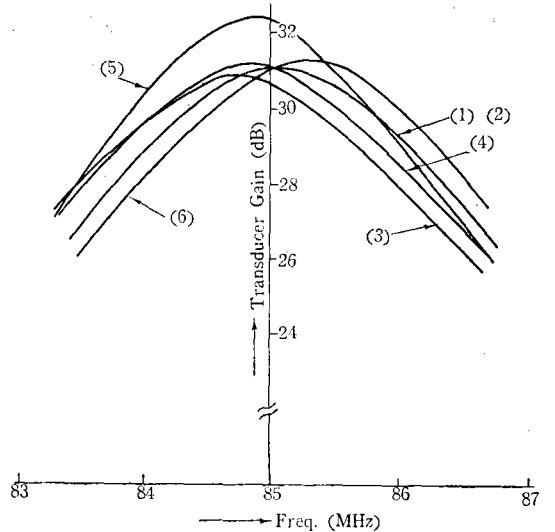
그림 2. 出力 admittance 에 대한 C_E 의 영향 $Y_{out}(=G_o+jB_o)$ 의 周波數變化 (TR 와 回路파라메터는 그림 3(a)의 것과 같음. 다만 $f_a=1000MHz, C_1=C_2=0$)

Fig 2. Effect of C_E on output admittance-Plot of $Y_{out}(=G_o+jB_o)$ as a function of frequency. (Transistor and circuit parameters are the same as in Fig. 3(a) except that $f_a=1000 MHz.$ and $C_1=C_2=0$)



$r_b'=20\Omega, r_c=10\Omega, C_c=15pf, r_c=1M\Omega, C_c=2pf,$
 $\alpha=\alpha_0 e^{-jm \frac{f}{f_a}} / (1+j \frac{f}{f_a})$
 where $\alpha_0=0.098, f_a=700MHz, m=0.2, R_B=1000\Omega$
 $C_E=100pf, R_g=50\Omega$

(a) Transistor model used in the calculation of Y_{out}



- Curve (1): Reference Curve (2): $\Delta R_E=+5\%$
- // (3): $\Delta C_E=+5\%$ // (4): $\Delta R_g=+5\%$
- // (5): $\Delta C_c=+5\%$ // (6): $\Delta f_a=+5\%$

그림 4. 回路파라메터의 變化에 대한 필드特性的 感度 (TR 와 回路파라메터는 그림 2(a)와 同一하고 $R_L=120\Omega, L=30nH, Q=50, C=95pf, C_1=0, C_2=20pf$.)

Fig 4. Sensitivities of the filter characteristic to the change of circuit parameters. (Transistor and circuit parameters are the same as in Fig. 2 (a) and $R_L=120\Omega, L=30nH, Q$ of coil=50, $C=95pf, C_1=0, C_2=20pf$)

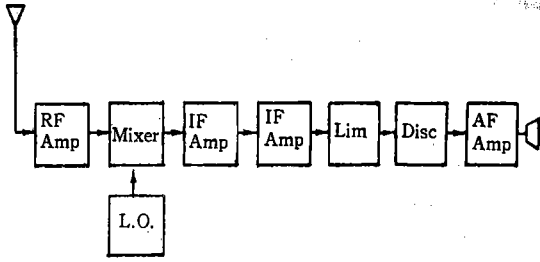


그림 5. FM 受信機의 block diagram
Fig 5. Block diagram of the FM receiver

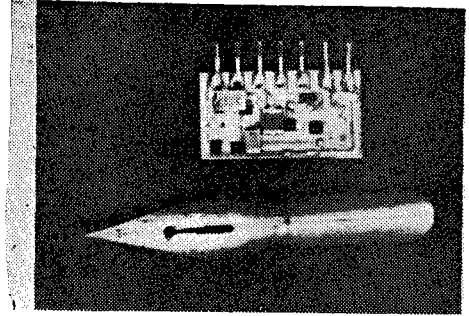


그림 7. IC 化된 RF 段의 寫眞
Fig 7. Photograph of the fabricated RF stage

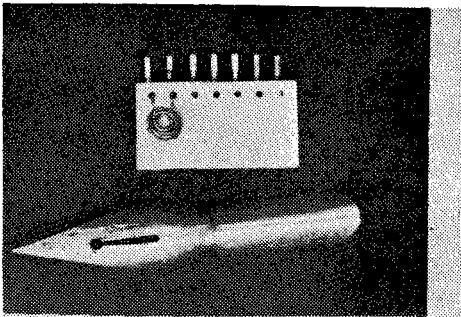


그림 6. 필터에 使用한 코일의 寫眞
Fig 6. Photograph of a coil used in the filter

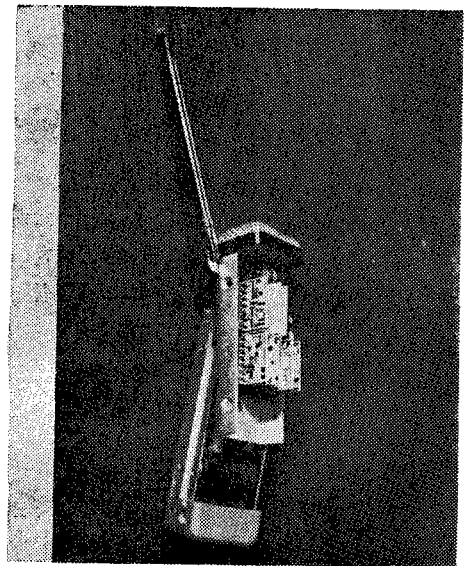
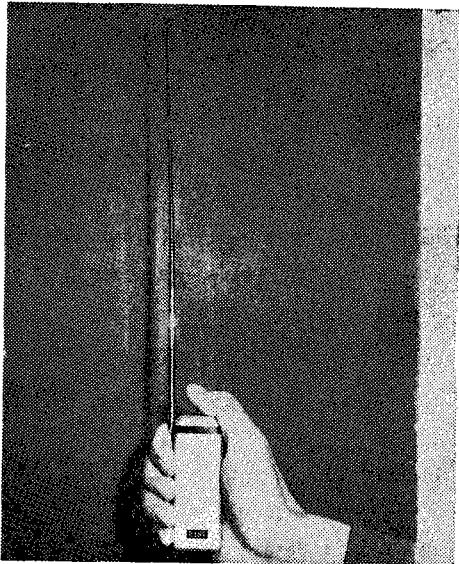


그림 8. 試作한 FM 受信機의 寫眞
Fig 8. Photograph of the experimental FM receiver