

實用高頻基本電路集(1)

# 實用高頻基本 電路集

*DDSC*

# 小 信 號 放 大 電 路

## J F E T 閘 極 接 地 前 置 放 大 器

圖 1 - 1 為接合型 F E T 2 S K 1 2 5 ( S O N Y ) 閘極接地放大電路之例子，2 S K 1 2 5 之電極配置係中央為閘極，所以利用於閘極接地電路時，在印刷銅箔上利用閘極之接地電極能使輸入輸出分離。電路的功率增益大約在 1 0 - 1 2 d B ， N F 為 2 d B 左右。

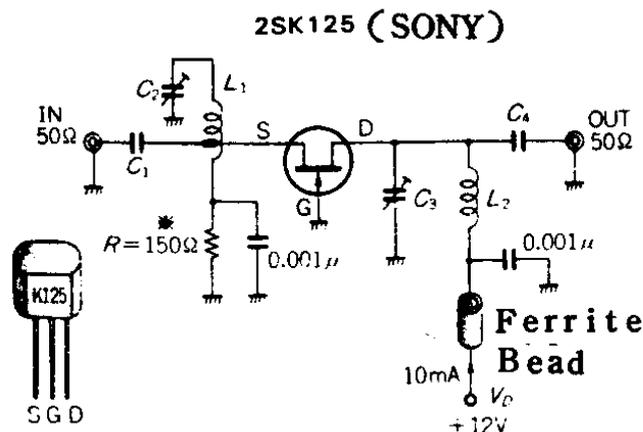
電路中的 L C 數值，依頻率之不同，要選用表 1 - 1 之數值，L 1、L 2 為在環形鐵蕊 ( Toroidal Core ) 上直徑約 0.3 mm 之聚亞脂胺線，直接插在基板上，如此才不會有雜散電容產生，於電源通路裝上 2 - 3 個 0.0 0 1 μ F 的旁路電容可以使電路動作更趨穩定。

要調整的地方係源極的電阻值，使洩極電流大約在 1 0 m A 之譜，此外，調整微調電容器 ( Trimmer Condenser ) 可以使感度達最佳點，但是增益最大點及 N F 值最佳點並不一致，所以通常都是調整在 N F 值的最佳點。

【表 1 - 1】前置放大器之 L C 常數

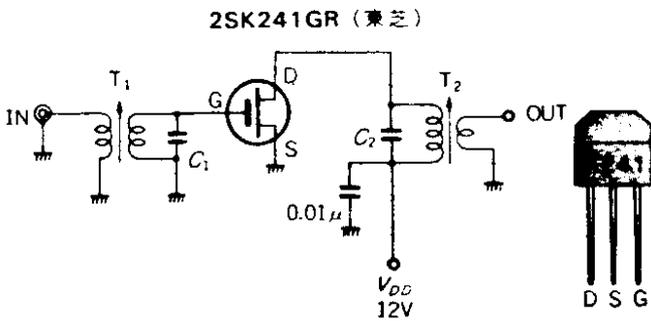
頻率	C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub>	C <sub>3</sub>	C <sub>4</sub>	L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>
50 MHz	68 pF	50 pF TC	100 pF TC	18 pF	T37-10, 12T, Type 3T	T37-10, 8T
80 MHz	40 pF	30 PF TC	50 pF TC	10 pF	T25-10, 11T, Type 3T	T25-10, 7T
144 MHz	22 pF	20 pF TC	30 pF TC	6 pF	T25-12, 10T, Type 3T	T25-12, 6T

(中間抽頭的位置從)



【圖 1 - 1】閘極接地前置放大器

## 單閘極 MOS FET 前置放大器 ( 1 )



【圖 2-1】MOS FET 高頻放大電路

能適用於各種頻率的高頻放大電路。洩極電流為 9 mA，在電源電壓為 6 ~ 12 V 之範圍內，洩極電流都保持一定。

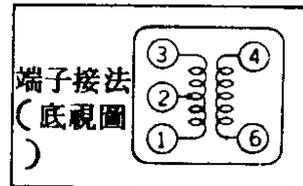
VHF 高頻放大電路以往都是以雙極電晶體 ( Bipolar Transistor ) 為主流，但是現在大都以 FET 取代之。

圖 2 - 1 便是其代表性電路，2SK241 ( 東芝 ) 係 VHF 用的 FET，功率增益可達 28 dB ( @ 100 MHz )，是最適於 VHF 接收器的高頻放大級使用的。由於閘極的動作點是零偏壓 ( Zero Bias )，所以電路的結構相當簡單，電路的全部元件共有六個，配合表 2 - 1 所示之電感及電容就

【表 2-1】LC 資料

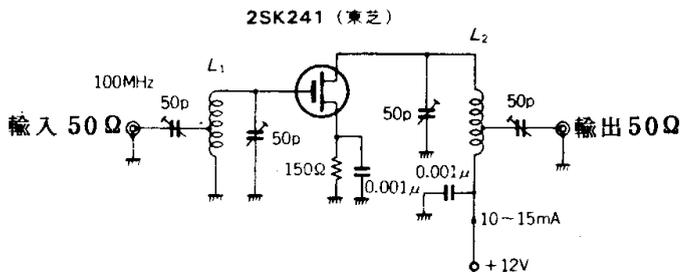
頻率 (MHz)	10 S 型					07 S 型				
	圈數			同調 容量 (pF)	無負 載 Q (±20%)	圈數			同調 容量 (pF)	無負 載 Q (±20%)
	4-6	3-1	3-2			4-6	3-1	3-2		
1.9	12	34	17	390	95	12	40	20	390	75
3.5	7	20	10	220	70	8	26	13	220	75
5	6	18	9	150	80	7	20	10	150	70
7	5	14	7	120	80	6	18	9	120	50
9	4	12	6	100	80	5	14	7	100	70
14	4	12	6	70	75	4	12	6	70	65
21	3	10	5	40	95	3	10	5	40	70
28	3	8	4	30	90	3	10	5	30	55
50	2	6	3	15	100	2	6	3	15	45
80	2	6	3	10	80	2	6	3	10	80
144	1	3	2*	7**	50	1	4	2	7**	60

10 S → 10mm 方形，7 S → 7mm 方形，全部採用隔離罩方式  
 \* 之外，全部採用 Bi-filar 捲繞方式  
 \*\* 為只有 LC 時之數值，接到電路時為 5 pF



## 單閘極 MOS FET 前置放大器 ( 2 )

圖 3 - 1 為 100 MHz, 頻帶的 RF 放大器, RF 放大器的要求是 NF 要良好增益要高, 以往, 這兩項要求總是會有顧此失彼的情形, 因此要在電路上下一番工夫, 但是近來由於元件及裝置等之性能改善很多, 使用價廉的 MOS FET 就可以很簡單的製作完成。



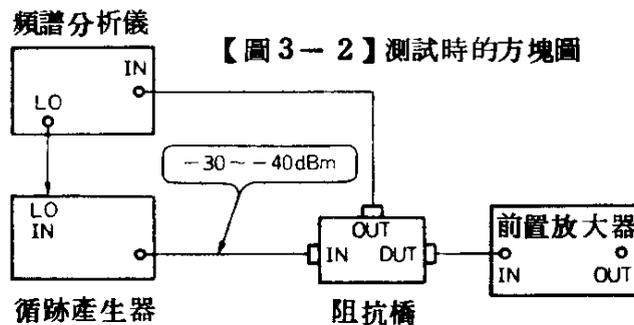
- $L_1$  : 1 $\phi$ 鍍錫線, ID10, 4T, 間隔 18mm  
中間抽頭由 cold end 算起
- $L_2$  : 1 $\phi$ 鍍錫線, ID10, 6T, 間隔 10mm  
中間抽頭由 cold end 算起

【圖 3-1】100MHz 頻帶 RF 放大器

當的信號, 調整使電路得到最大的增益。

以上是以儀器調整的方法, 但是在使用之際, 還需要再接上實際使用的天線, 再一次調整輸入微調電容器使接收的情況達到最佳。

調整的方法如下所示: 首先, 請依圖 3 - 2 之方式配線, 循跡產生器 ( Tracking Generator ) 之信號經過阻抗橋 ( Impedance Bridge ), 大約有 - 30 - 40 dBm 的信號就輸入至前置放大器的輸入端, 若輸入電平太大的話會使 FET 飽和, 因此要特別注意。接著, 調整天線輸入端的微調電容器 ( Trimmer ) 及輸入調諧微調電容器使 SWR 達 1, 意即將回流損失 ( Return Loss ) 調至最大, 具體而言, 若以頻譜分析儀 ( Spectrum Analyzer ) 將頻譜的電平調整至最小是最佳的方式。而輸出側微調電容器的調整方法與輸入側同樣, 輸入適



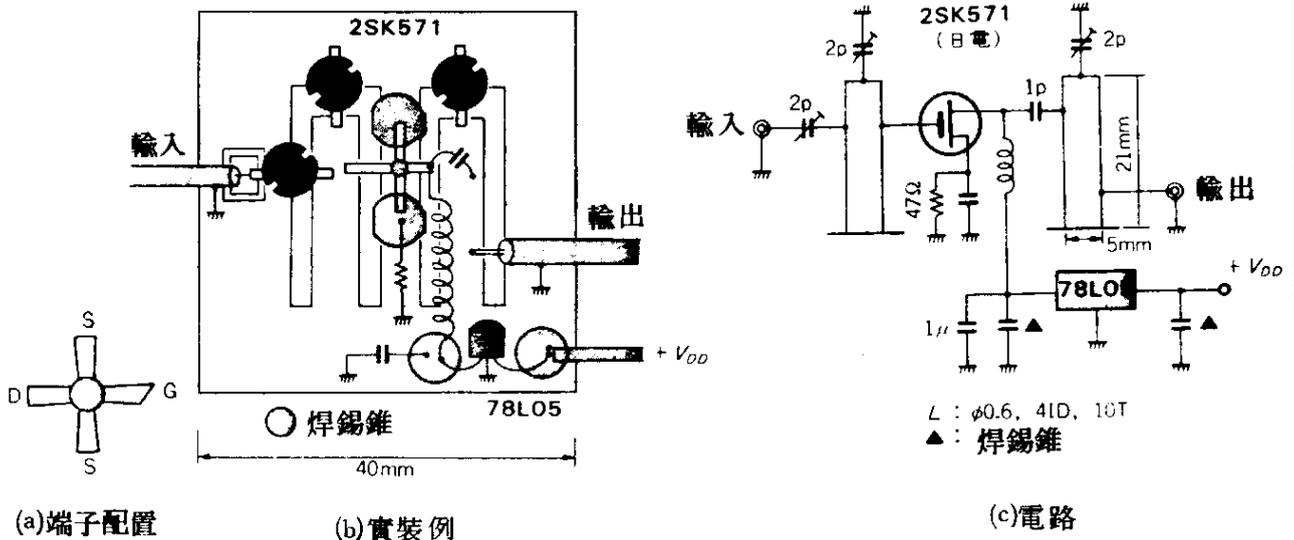
【圖 3-2】測試時的方塊圖

## GaAs FET 1.2 GHz 前置放大器

使用於 RF 前置放大器的元件有很多種，但是就 NF 之觀點而言，要數砷化鎵 GaAs FET 最佳。

圖 4 - 1 為使用 GaAs FET 的 2SK571 (日電) 的低雜音前置放大器的電路，功率增益為 10 dB 左右，NF 在 1 dB 以下，其價格大約在日幣數百元左右。由雙面玻璃纖維 (Glass Epoxy) 基板洗成條狀線 (Strip Line) 而成，基板使用 1.6 mm 厚度者，基板的正反面接上數個地方的焊錫錐。

條狀線要圖中所示之正確尺寸，零件要以鉻鐵直接銲在基板上，分別有電阻器、線圈、微調電容器，最後再銲上 FET，接收信號調整 TC 1、TC 2、TC 3，調整使 NF 值達最佳值即可。由於電路相當簡潔，所以最適於天線增波器之前置放大器，但是常因輸入過大而破壞，這是要特別注意的。配合使用於收發報機時，發送接收的切換時序 (Timing) 要在確實發送之後再接到前置放大器。

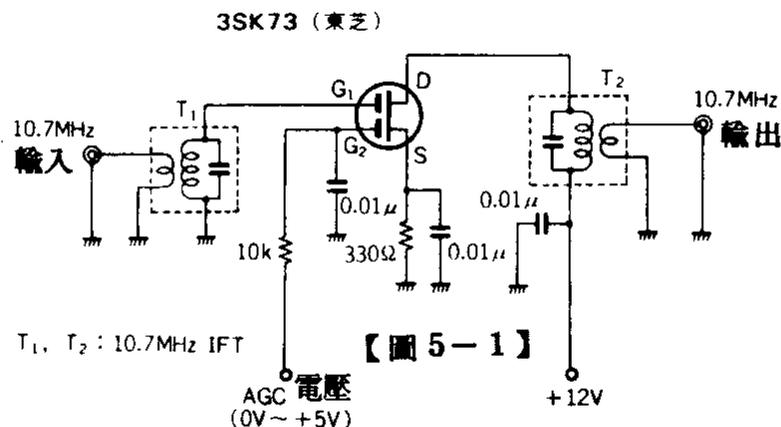


【圖 4-1】1200MHz GaAs 前置放大器

## 雙閘極 MOS FET IF 放大器二款

### AM 用 IF 放大器

圖 5 - 1 係雙閘極 MOS FET 附 AGC 之中頻放大器，自動增益控制 ( AGC , Auto

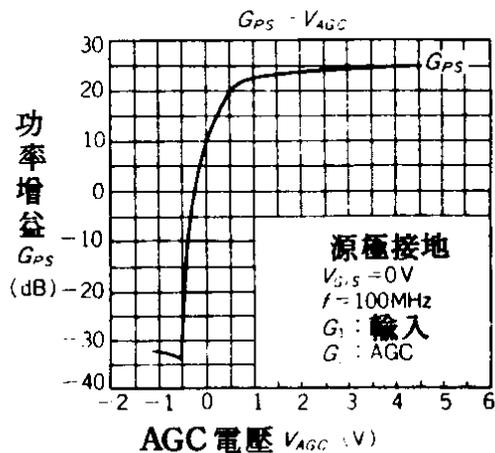


時，增益最大，圖 5 - 2 係 3SK73 的 AGC 特性，請參考。但是 IF 放大器是做窄頻帶的信號放大，所以除了動作穩定、高增益之外，寬頻帶特性的雜音亦由調諧電路決定，所以能得到低值 NF。

### FM 用 IF 放大器

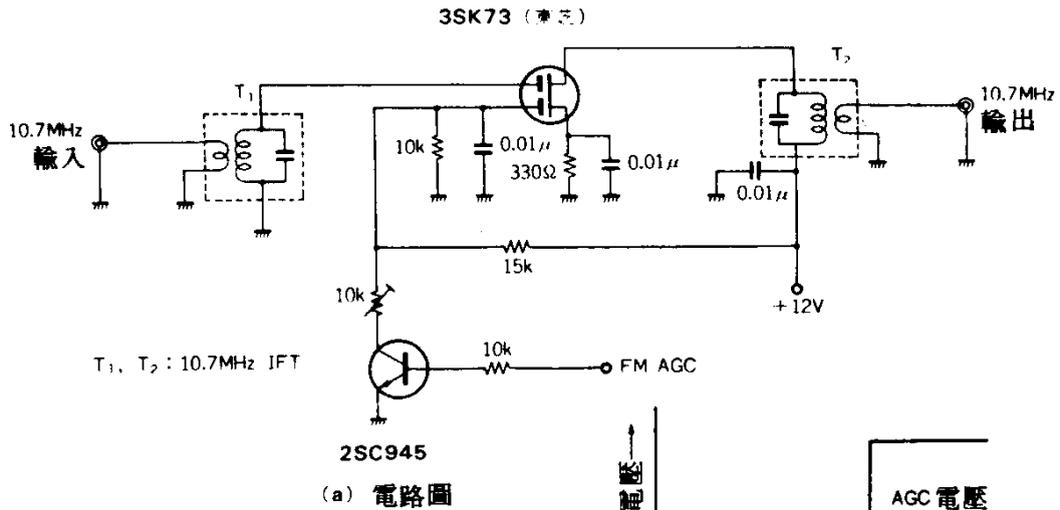
FM 用 IF 放大器在基本上是與 AM 用 IF 放大器是相同的，但是卻省略掉 AGC 電路，這是因為 FM 接收機是利用信號的頻率變化，而不是利用 AM 之振幅變化的，由於 FM IF 用放大器是將信號放大至元件的飽和電平 ( Clipping Level )，所以並沒有振幅變化的情形出現 ( 維持在飽和電平 )，但是頻率變化則依舊存在。但是，在強電場下，前端電路 ( Front End ) 會呈飽和現象，有時會產生混調變，以及 SN 比惡化之現象 ( 例如天線輸入在 - 20 dBm 左右以上 )，所以就有必要於 RF 級與 IF 級施加 AGC 的必要性。圖 5 - 3 為具有 AGC 機能的 FM IF 放大器，此 AGC 的動作並不如 AM IF 般對輸入信號呈線性變化，而是

Gain Control) 電路係增益隨信號輸入之大小而改變之電路，主要使用於 AM 接收機之中頻放大器。使用頻率由  $L_1, L_2$  決定，FM IF 頻率由於採用通用之 10.7 MHz，所以  $L_1, L_2$  可以使用市面上販賣之 IFT。信號由第一閘極輸入，AGC 電壓則加於第二閘極，增益大約可在 +25 - 30 dB 間變化，AGC 電壓為 0V 時，增益最小，AGC 電壓為 5V

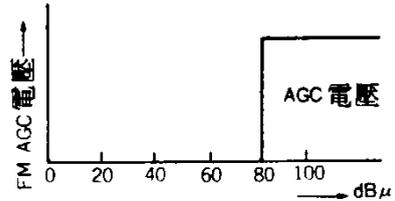


【圖 5-2】

## 實用高頻基本電路集 ( 7 )

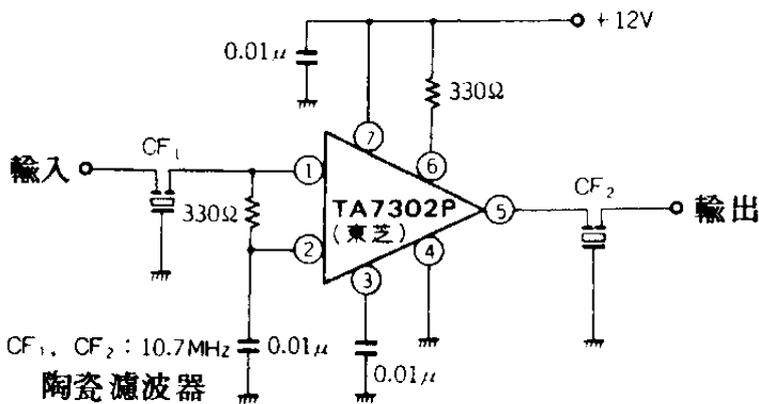


【圖 5-3】



(b) AGC 的動作例子

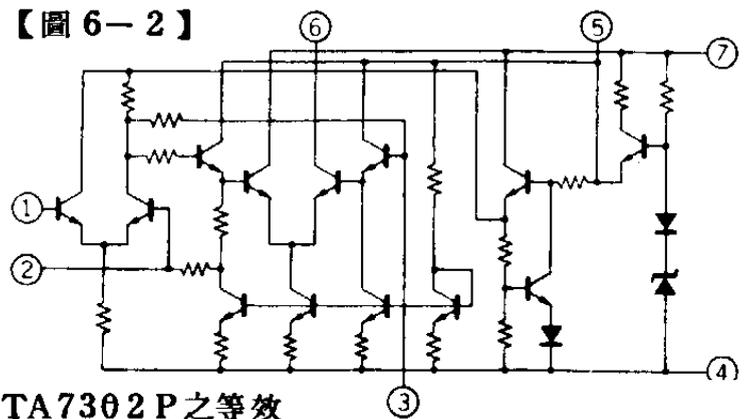
## IC 化 FM IF 放大器



【圖 6-1】FM IF 放大器

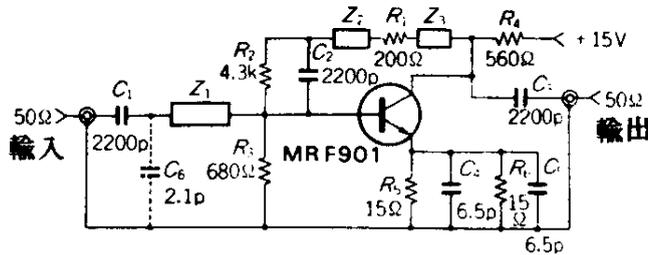
圖 6 - 1 係使用 TA7302 之 FM IF 放大器，近來，單晶片之 FM IF IC 使用於 FM 調諧器及無線電之情形相當多，而且在使用上也相當方便，內部電路如圖 6 - 2 所示，是由二級差動放大器所組成的，其電壓增益大約是 34 dB。

【圖 6-2】



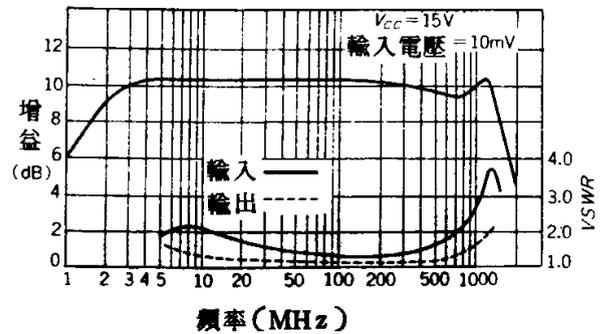
TA7302P 之等效電路

# 電晶體化 3 M 200 MHz 寬頻帶放大器

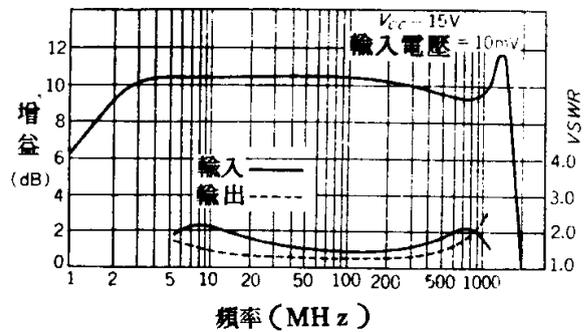


$Z_1$  : 7.6mm × 3.2mm strip Line  
 $Z_2$  : 3.8mm × 3.2mm strip Line  
 $Z_3$  : 7.6mm × 3.2mm strip Line  
 基板為 1.6t 之 Glass Teflon 基板 ( $\epsilon_r \doteq 2.5$ )  
 【圖 7-1】單石電晶體寬頻帶放大器

圖 7 - 1 係儀器計測用前置放大器及其他高頻用放大器之標準小信號寬頻帶放大器。圖中所示虛線之 C 6 係為了補正於高頻輸入 SWR 之電容器，使用及不使用 C 6 之情形如圖 7 - 2 所示，使用之電晶體 MRF 9 0 1 ( Motorola ) 之 f<sub>T</sub> 為 4.5 GHz , NF 為 2.5 dB ( @ 1 GHz ) , 此外，為了顧及高頻特性，電路基板要使用厚度 1.6 mm ,  $\epsilon_r = 2.5$  之 Teflon 基板。

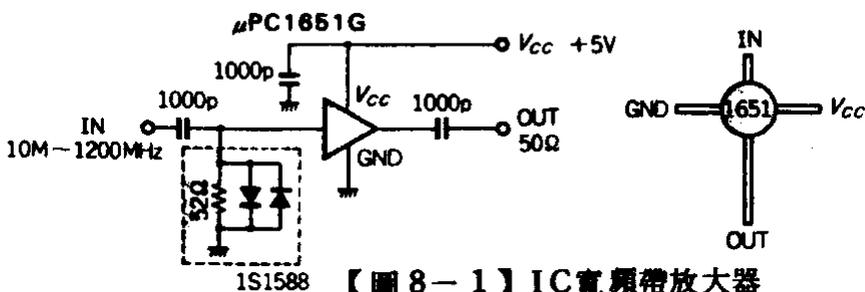


【圖 7 - 2】增益、VSWR 之頻率特性



## 10M - 1200MHz 之 IC 寬頻帶放大器

$\mu$ PC1651G (日電) 係泛用高頻寬頻帶放大用, 形狀為微碟型 ( Micro Disk Type ),



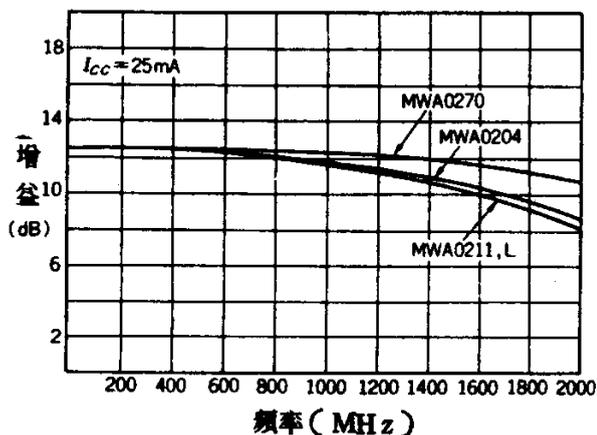
【圖 8-1】IC 寬頻帶放大器

- \* 虛線內係輸入端子開路時的對策, 當接上天線時則不需要
- \*\* 二極體係過電壓保護用

51G 組成的寬頻帶前置放大器電路, 雖然電路結構非常簡單, 但是想要用到 1200MHz 時, 就要注意到引線電感量 ( Lead Inductance ) 的影響, 所以配線要儘量短。電路例係利用 Glass Epoxy 雙面基板組成寬頻帶放大器。電源端的傍路電容器要接於 IC 的電源與地之間, 而且要靠近 IC 之附近, 如果使用晶片電容器 ( Chip Condenser ) 疊在 IC 之上接於電源與地之間的話, 其性能就更佳。

可使用的頻率範圍為 10M - 1200MHz ( @ - 3dB ), 增益為 19dB ( @ f = 500MHz )。NF 在 5dB 左右, 所以使用於接收器的前置放大器的話並不是很好, 但是用於計頻器的前置放大器及 IF 放大電路則沒有什麼影響。圖 8-1 為  $\mu$ PC1651G 組成的寬頻帶前置放大器電路, 雖然電路結構非常簡單, 但是想要用到 1200MHz 時, 就要注意到引線電感量 ( Lead Inductance ) 的影響, 所以配線要儘量短。電路例係利用 Glass Epoxy 雙面基板組成寬頻帶放大器。電源端的傍路電容器要接於 IC 的電源與地之間, 而且要靠近 IC 之附近, 如果使用晶片電容器 ( Chip Condenser ) 疊在 IC 之上接於電源與地之間的話, 其性能就更佳。

## 2GHz 之 IC 寬頻帶放大器

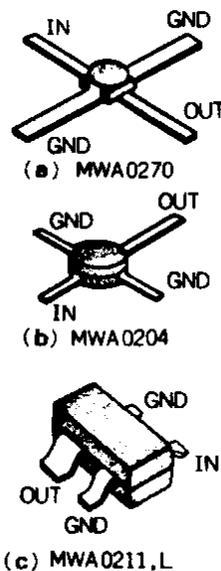


【圖 9-1】頻率特性

- 功率增益 12dB ( @ 500MHz )
- 很容易就可以串接 ( Cascade )
- 輸入、輸出的阻抗為 50  $\Omega$ 。

MWA0270 的 S 參數及各特性如圖 9-3 及圖 9-4 所示, 謹提供參考, 電路如圖 9-5 所示, 必要的零件為偏壓電阻, RFC 及直流隔絕用的電容器, 此直流隔絕用的電容器數值決定低頻之響應, -3dB 之

最近, 由於使用單石 ( Monolithic ) IC 之關係, 要組成簡單的寬頻帶放大器是輕而易舉的, 在此就介紹 MWA 0204, 0211, 0270 ( Motorola ) 之產品, 1GHz 以上的頻率各零件的功率增益 ( Power Gain ) 有差異的原因 ( 見圖 9-1 ), 係封裝 ( Package ) 方式不同之故 ( 圖 9-2 ), 此 IC 的特點如下所示:



【圖 9-2】封裝及型名

## 實用高頻基本電路集 ( 10 )

頻率點，可以由下列式子算出

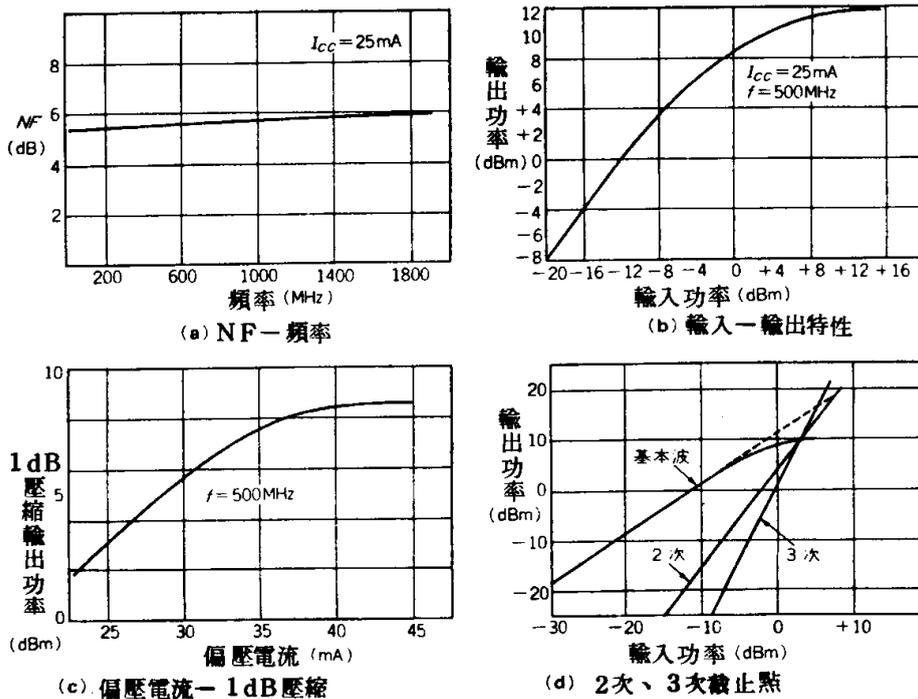
$$f_L = \frac{1}{100 C} \quad (\text{Hz})$$

$f_L$ ：最低頻率

$C$ ：直流隔絕用的電容量 ( F )

$I_{CC}$ (mA)	頻率 (MHz)	$S_{11}$		$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$	
		$ S_{11} $	$\phi$	$ S_{21} $	$\phi$	$ S_{12} $	$\phi$	$ S_{22} $	$\phi$
25	100	0.174	178	4.054	175	0.125	1	0.021	-63
	200	0.174	179	4.130	170	0.125	2	0.061	-84
	300	0.164	-179	4.083	167	0.125	2	0.078	-90
	400	0.157	179	4.033	164	0.127	4	0.107	-92
	500	0.158	178	4.000	158	0.129	5	0.131	-95
	600	0.158	-177	4.014	153	0.129	6	0.170	-99
	700	0.150	-171	4.065	148	0.131	7	0.207	-102
	800	0.135	-166	4.036	146	0.132	8	0.242	-105
	900	0.126	-164	3.965	141	0.135	9	0.263	-104
	1000	0.120	-160	3.930	136	0.136	9	0.288	-104
	1100	0.114	-157	3.898	131	0.139	11	0.301	-103
	1200	0.112	-153	3.899	127	0.143	11	0.325	-104
	1300	0.112	-151	3.832	124	0.146	12	0.341	-105
	1400	0.115	-151	3.735	120	0.149	12	0.350	-106
	1500	0.123	-153	3.647	115	0.151	13	0.360	-107
	1600	0.139	-156	3.621	110	0.157	13	0.373	-105
	1700	0.156	-158	3.602	106	0.162	12	0.382	-106
	1800	0.181	-159	3.567	102	0.164	12	0.401	-105
1900	0.195	-162	3.442	97	0.168	12	0.408	-105	
2000	0.209	-162	3.392	93	0.174	12	0.415	-102	

【圖 9 - 3】MWA 0270 之 S 參數



【圖 9 - 4】各種特性

## 實用高頻基本電路集 ( 11 )

此外，此電容器的阻抗會產生增益損失 ( Gain Loss )，損失 L 如下：

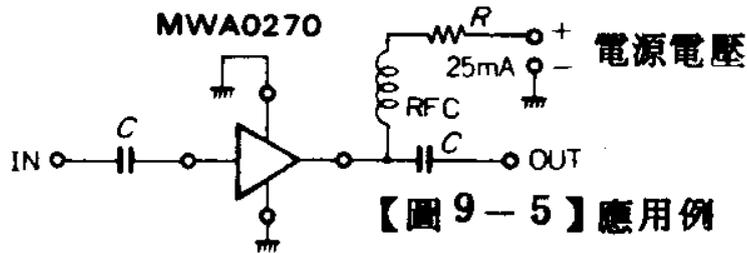
$$L = 20 \log \frac{Z}{Z + 25} \quad (dB)$$

例如 Z 為 1 K 時，增益損失則為 0.214 dB。

RFC 雖然並不是必需品，但是卻可以提高 DC 電源的去耦合阻抗 ( Decoupling Impedance )，在改善功率增益 ( Power Gain ) 上是非常有效的，在本電路係用 0.4 mm 的漆包線 ( Enamel Wire ) 在陶鐵珠粒型磁蕊 ( Ferrite Bead ) 上繞捲 4 圈。在 5 V 時的動作電流為 25 mA，但是在 5 V 以外之電源電壓下使用時，請用下列的公式算出偏壓電阻值。

$$R = \frac{V_{cc} - 5}{0.025} \quad ( \Omega )$$

此外，若要在更高的頻率下使用時，就要注意到輸入、輸出的阻抗匹配 ( Impedance Matching )，裝置的輸入、輸出線要使用 50 的微帶狀線 ( Micro Strip Line ) 之傳輸線路，同樣的，電容器要使用高頻特性較佳的陶瓷電容器或雲母 ( Mica ) 質的晶片電容器。



【圖 9-5】應用例

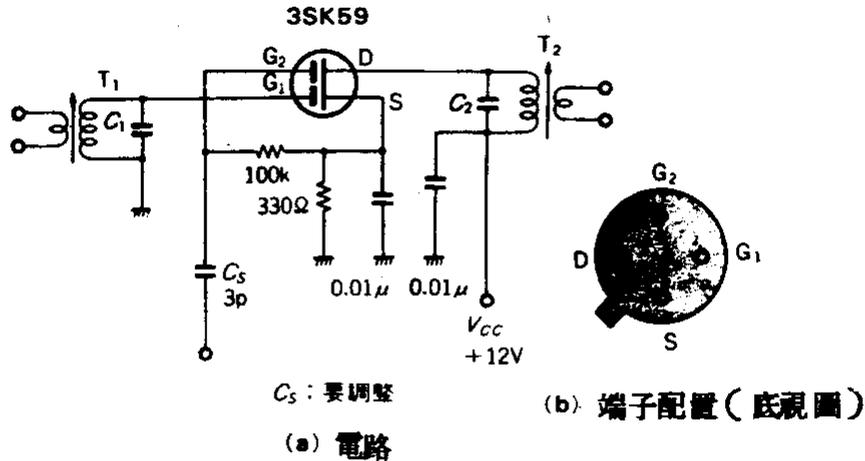
# 調變、解調、變換電路

## 雙閘極MOS FET的混頻器

混頻電路係將高頻放大電路送來之信號與本地振盪電路送來之信號予以混合，再變換成中間頻率之接收用頻率變換電路。變換用的元件主要是使用雙極電晶體、二極體、雙閘極MOS FET等。

圖10-1之電路中，高頻放大電路送來之信號輸入至第1閘極G<sub>1</sub>，本地振盪電路之信號則輸入至第2閘極G<sub>2</sub>，此二個輸入信號於FET內部混合之同時並且放大，經頻率變換後之中間頻率信號便輸出了。

本地振盪信號送入使用FET混頻電路閘極的電平要調整至0.5~0.8V左右，由於輸入阻抗高，所以本地振盪電路之振盪線圈不需要中間抽頭，而且T<sub>1</sub>，T<sub>2</sub>要分別設定於輸入、輸出頻率。線圈的數值同先前提出之表2-1。

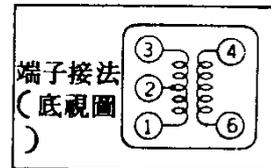


【圖10-1】雙閘極MOS FET混頻器電路

【表2-1】LC資料

頻率 (MHz)	10S型					07S型				
	圈數		同調 容量 (pF)	無負 載 Q (±20%)	無負 載 Q (±20%)	圈數		同調 容量 (pF)	無負 載 Q (±20%)	無負 載 Q (±20%)
4-6	3-1	3-2				4-6	3-1			
1.9	12	34	17	390	95	12	40	20	390	75
3.5	7	20	10	220	70	8	26	13	220	75
5	6	18	9	150	80	7	20	10	150	70
7	5	14	7	120	80	6	18	9	120	50
9	4	12	6	100	80	5	14	7	100	70
14	4	12	6	70	75	4	12	6	70	65
21	3	10	5	40	95	3	10	5	40	70
28	3	8	4	30	90	3	10	5	30	55
50	2	6	3	15	100	2	6	3	15	45
80	2	6	3	10	80	2	6	3	10	80
144	1	3	2*	7**	50	1	4	2	7**	60

10S→10mm方形，7S→7mm方形，全部採用隔離罩方式  
 \*之外，全部採用Bi-filar捲繞方式  
 \*\*為只有LC時之數值，接到電路時為5pF



## 使用陶瓷共振器之 F M 調變電路

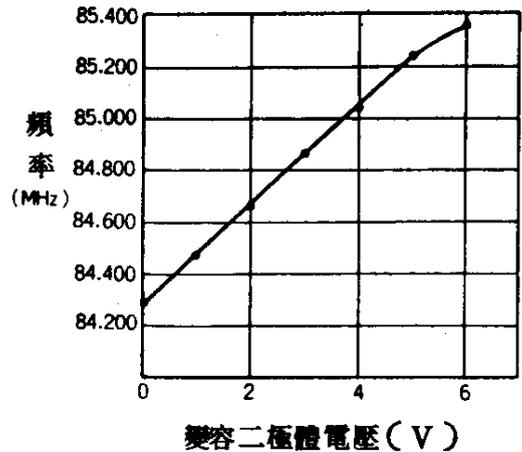
觀察 F M 調變電路的動作，可以發現振盪電路的頻率穩定度與改變頻率來產生 F M 波是互為二個相反的條件。

就頻率穩定度而言，石英晶體振盪電路是非常優越，但是即使頻率變化量較大的 V C X O 電路也只有 1 % 左右而言，而且控制電壓對頻率變化的線性範圍並不寬廣。

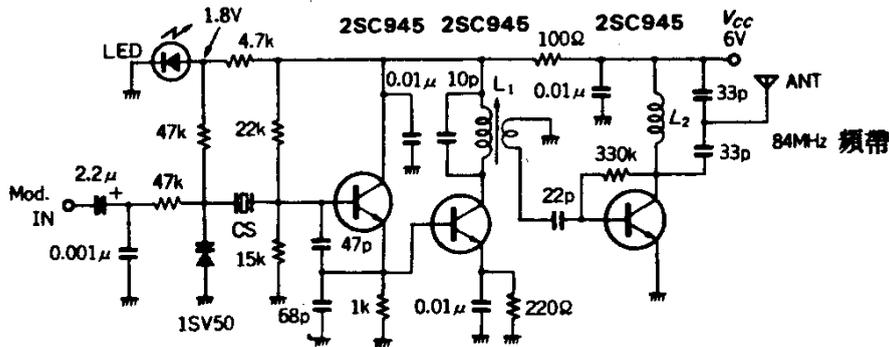
利用廣播頻帶的 F M 無線麥克風需要有  $\pm 75$  K H z 的頻率偏移量，因此，要以石英晶體振盪電路得到此偏移量是過份的要求，此外，L C 振盪電路的頻率穩定度並不佳，接收機無法追蹤，甚至有離調之可能。

雖然陶瓷共振器的 Q 值比石英晶體振盪器低，但是其電感性範圍卻比較寬廣，所以能得到較寬的頻率變化範圍，在頻率穩定性方面之特性也要比 L C 振盪器還好，是適於寬頻帶 F M 調變器的。

圖 1 1 - 1 之電路例中使用頻率為 1 2 M H z 之陶瓷共振器 C S A 1 2 . 0 M T ，由於振盪頻率要達 F M 廣播頻帶，因此要將振盪電路的輸出信號予以 7 倍頻，因為陶瓷共振器的種類並不太多，所以要在電路上著手，使輸出頻率到達 F M 廣播頻帶。此電路之變容二極體控制電壓對頻率變化的關係如圖 1 1 - 2 所示，1 V 左右的頻率偏移量大約是 2 0 0 K H z ，控制電壓在 1 5 V 內，頻率的變化還蠻線性的，所以要得到  $\pm 75$  K H z 的 F M 調變頻率到變容二極體瓷共振器就能夠很簡單的做成頻率可變範圍寬廣的振盪電路。



【圖 11-2】陶瓷共振器的頻率變化



C<sub>s</sub> : 陶瓷共振器 (Ceramic Resonator)

村田製作所 CSA12.0MT

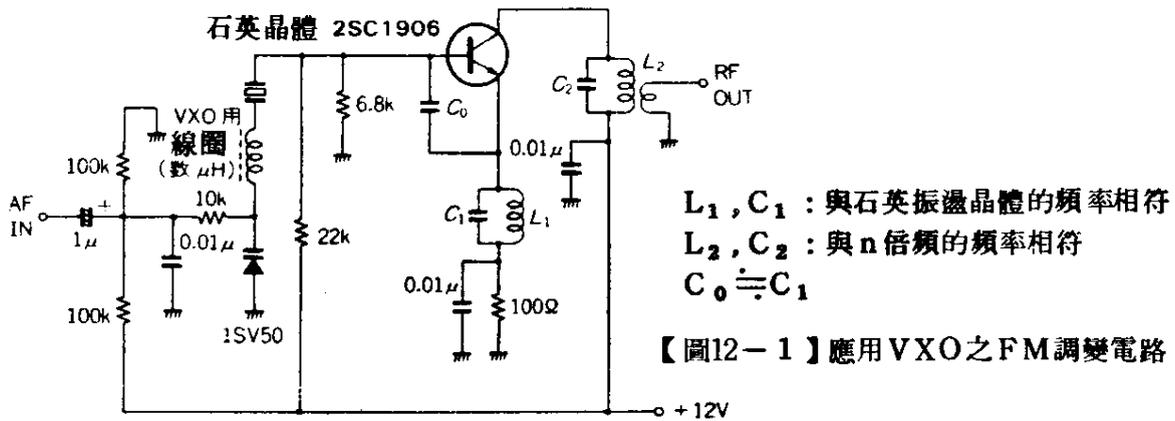
L<sub>1</sub> : 7mm 方形 Bobbin 6T : 2T (FCZ 80-075 亦可)

L<sub>2</sub> : 空蕊,  $\phi$  0.3, ID<sub>5</sub>, 8T

【圖 11-1】使用陶瓷共振器之 F M 調變

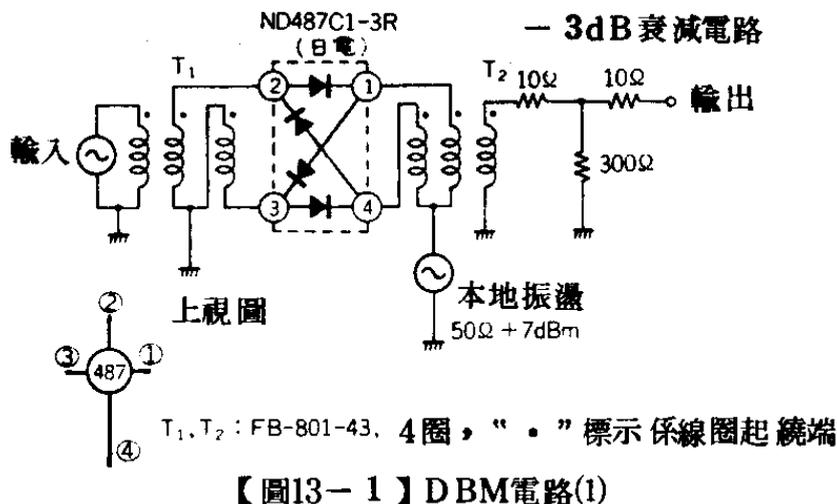
## 應用 V X O 之 F M 調變電路

圖 1 2 - 1 係 V X O 應用於 F M 調變電路之範例，V X O 電路是把石英晶體振盪器與電感串聯，如此便可以得到比石英振盪晶體上標示之頻率還低的振盪頻率，若在此電感器 ( Inductor ) 之串聯電路上再串接變容二極體時，電抗 ( Reactance ) 就會隨著電壓而變化，所以用電壓很簡單的就能控制振盪頻率。意即，以控制電壓做為調變電壓時就能實施 F M 調變。但是 V X O 電路並不能得到很大的頻率偏移量，所以若要得到所需的頻率偏移量時，就要利用振盪電路實施倍頻。L 1 , C 1 係振盪電路的儲能 ( Tank ) 電路，調整於石英振盪晶體的振盪頻率 ( 泛音 ( Overtone ) 或泛音之頻率 )，此外 L 2 , C 2 ，組成的儲能電路之頻率則要與 n 倍頻相符。



## 正交二極體 D B M

二極體混頻級 ( Diode Mixer ) 由於變換損失比電晶體及 I C 混頻級還大，所以也需要較大的注入電壓，但是其頻率特性優越，整個寬廣的頻帶的動作也相當穩定，因此還是有其受人歡迎的原因，而電路的結構也很簡單，只需要二極體及電感器就可以了。但是製作二極體 D B M 的重點在於選用特性相同的 4 個二極體，若使用了特性不相同的二極體時，載波漏損

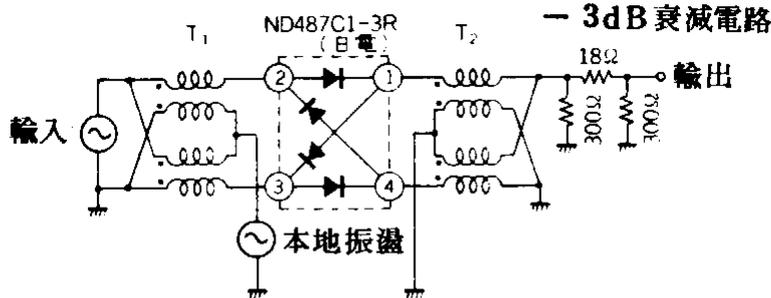


就很大，如此便不能滿足所要的特性。

正交型二極體 ( Quad Diode ) ND 4 8 7 C 1 - 3 R 之內部有四個特性相同的蕭特基壁障二極體 ( Schottky Barrier Diode )，其封裝是微碟 ( Micro Disk ) 狀的，內部的二極體之接法如圖 1 3 - 1 之 D B M 電路，本地振盪注入電壓在 2 d B m 以上時，損失則在 6 d B 以下。圖 1 3 - 1 之例子中，

## 實用高頻基本電路集 ( 15 )

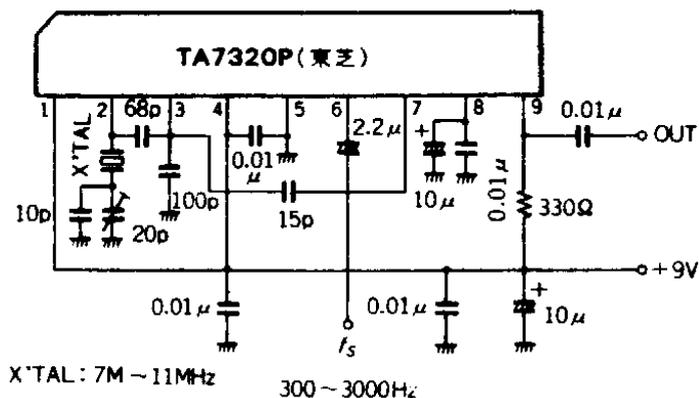
T<sub>1</sub> , T<sub>2</sub> 係在陶鐵磁蕊 ( Ferrite Core ) F B 8 0 1 - 4 3 繞上 4 圈而組成 D B M 電路，動作範圍的目標值在 1 2 0 0 M H z 左右，使用於 V / U H F 時，T<sub>1</sub> , T<sub>2</sub> 就要使用 T V 用眼鏡形磁蕊 ( Glasses Core )，而且變更成圖 1 3 - 2 之電路時就可以達到 5 0 0 M H z 左右。為了增加本地振盪注入電平的餘裕度，所以取 + 7 d B m ( 5 m W ) 左右，雖然比主動元件需要更大的本地振盪電平，但是提高截止點 ( Intercept Point ) 卻可以使 I M D 特性更佳。此外，D B M 的輸入、輸出埠阻抗必須是 5 0 Ω，若無法取得匹配 ( Miss-matching )，其反射波便是產生混附信號 ( Spurious ) 及絕緣 ( Isolation ) 降低的原因，因此，電路之例子中，則在輸出側加上 - 3 d B 的衰減器 ( Pad ) 電路。



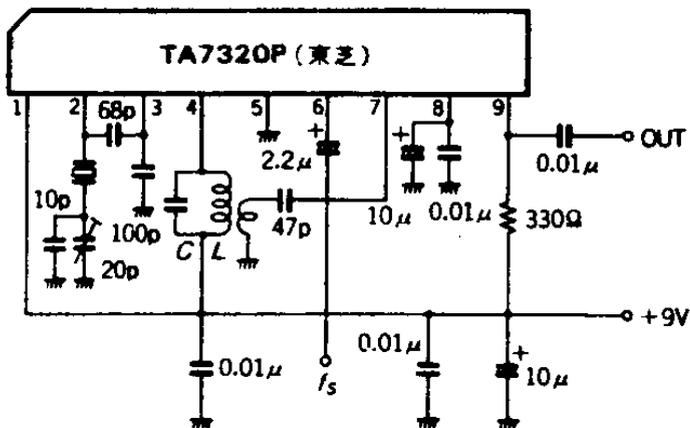
T<sub>1</sub> , T<sub>2</sub> : UHF 電視用

【圖13-2】DBM電路例(2)

## I C 化平衡調變器



【圖14-1】IC化平衡調變器



L , C : 共振於泛音頻率

【圖14-2】TA7320P的泛音振盪電路

TA7320P 是具有平衡調變器 / 解調器 ( Balanced Modulator/Demodulator ) 機能之 IC，內部是由差動放大器組成的 DBM 電路及振盪用電晶體電路所構成的。

IC 內部如果沒有振盪電路就要再加振盪電路方能使用，電路結構就趨於複雜了，因此 TA7320P 的振盪電路就以石英振盪晶體組成相當便利的載波振盪器電路。

當 TA7320P 應用於 DBM 電路時，代表 DBM 電路特性之載波壓制率 ( Carrier Suppression ) 達 35 dB，性能可以說相當不錯，而且 IC 型式的 DBM 電路之載波、信號波都不致於造成過大輸入之現象；而過大輸入動作下的 DBM 電路，通常都用來做混附信號產生器。

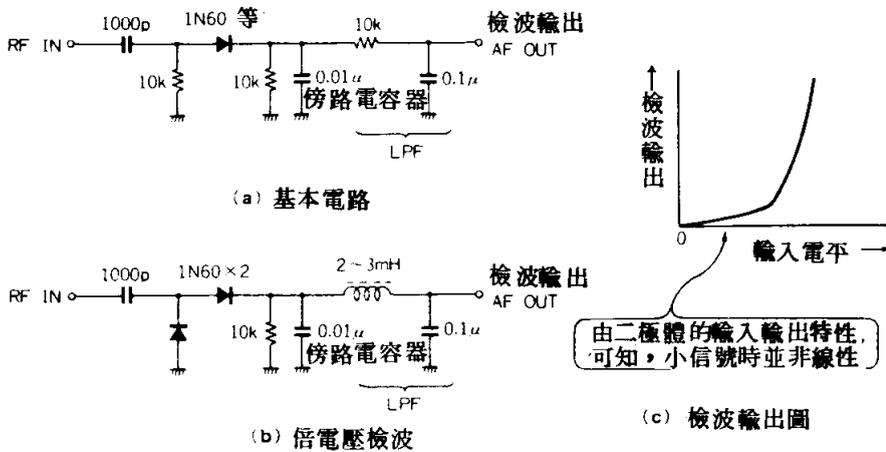
TA7320P 在載波電平 ( Carrier Level ) 為 160 mV 時就會飽和，因此以 100 mV 左右為最佳值，同樣的，信號波的電平在 500 mV 以下也是最適當的。電路的結構如圖 14 - 1，是相當簡單的，可以看出電路相當簡單是

## 實用高頻基本電路集 ( 16 )

因為 IC 內部有振盪器之故。2, 3, 4 端子係振盪用電晶體之端子。此載波輸出要加到 D B M 電路，但是石英振盪晶體的頻率改變時振盪輸出電平也跟著變化。所以需調整有標記之電容器數值，使載波輸出電平達 100 mV。此外，若要利用石英振盪晶體的泛音 (over tone) 頻率時，只需在第 4 端子及電源側之間接上調諧於泛音頻率之共振電路即可，如圖 14 - 2 所示，此共振電路二次側的輸出便是 D B M 電路的載波。

# 分立式零件構成之 A M 檢波器

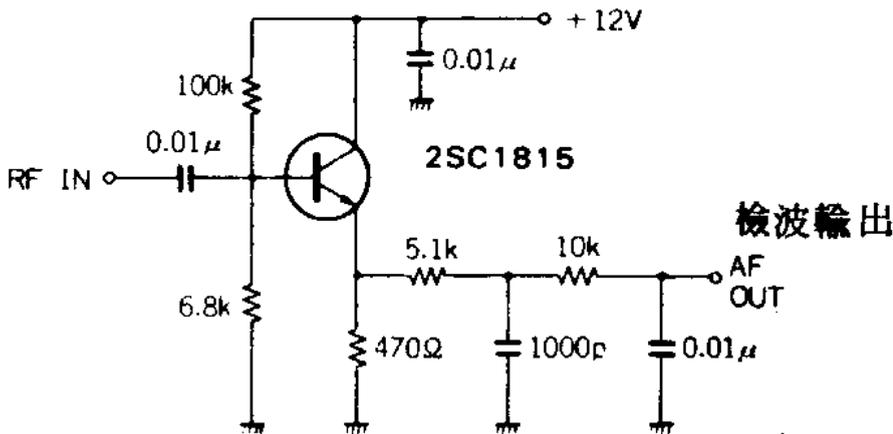
## 二極體 A M 檢波電路



【圖15-1】二極體 AM 檢波電路

AM 檢波電路是基本的檢波電路，圖 15 - 1 是最基本的電路例，此電路的結構雖然簡單，但是二極體在順向小信號輸入的特性並不是直線性的，這是其缺點，此時若採用順向電壓  $V_f$  小的蕭特性基壁障二極體的話就可以改善。

## 電晶體 A M 檢波電路



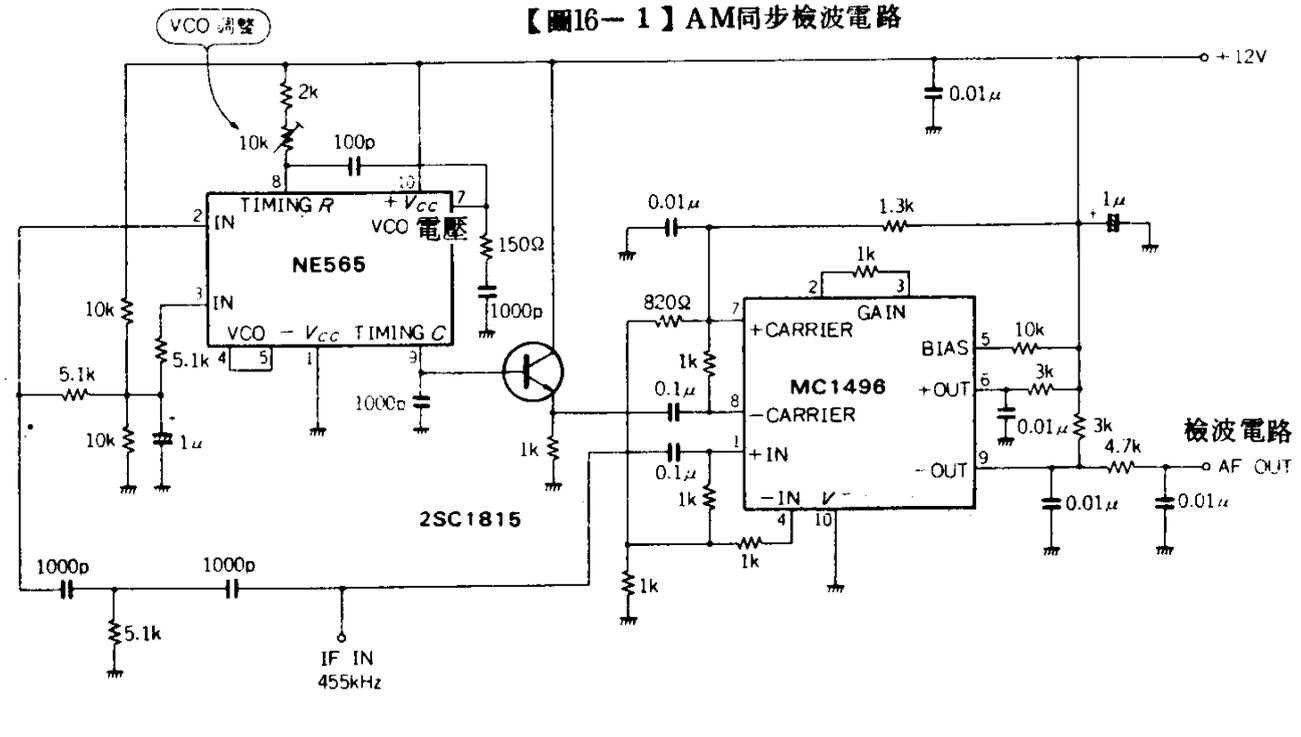
【圖15-2】電晶體 AM 檢波電路

AM 用檢波電路的重點在於輸入信號對檢波輸出的關係要直線性。圖 15 - 2 便是利用電晶體的線性檢波電路，雖然和前面所揭示的二極體檢波電路一樣，於小信號時的檢波輸出電壓並不高，但是輸入信號超過某個電平以上時，就可以得到失真比二極體檢波電路小的輸出信號。

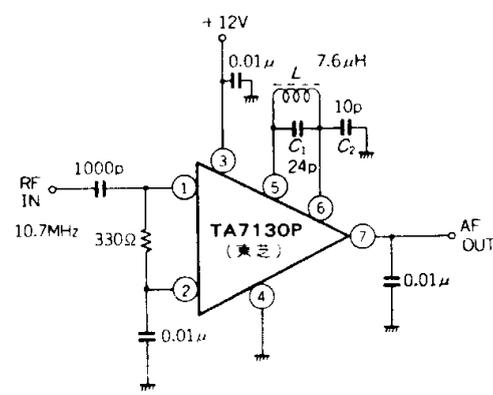
## AM 同步檢波電路

對寬廣範圍的輸入信號電平而言，要得到線性檢波輸出之關係就要使用如圖 16 - 1 之同步檢波電路。

此電路中首先使用 PLL IC NE565，製作出與輸入信號同步的  $\pi/2$  相移信號，再利用倍增器 (Multiplier) IC MC1496，藉相移信號對輸入信號施予交換 (Switching) 處理，即全波整流後便得到檢波輸出信號，此外，由於是在與輸入信號同步之狀態下施行整流動作的，因此檢波電路本身具有頻率選擇性。



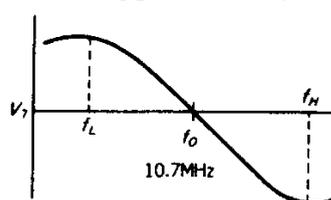
## IC 化 FM 檢波電路



【圖17-1】FM 檢波電路

圖 17 - 1 為 FM 檢波電路，TA7130 有三級差動 IF 放大器及差動峰值檢波器 (Differential Peak Detector)，是相當好用的 IC，第 7 端子的電壓  $V_7$  會有如圖 17 - 2 之檢波器 S 曲線電壓產生，使用於 10.7 MHz 以外的頻率時， $C_1$  及  $C_2$  之數值要如圖中之公式設定之。

$f_L$  : Lower 峯值頻率  
 $f_0$  : 中心頻率  
 $f_H$  : Upper 峯值頻率



$$f_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1 + C_2)}}$$

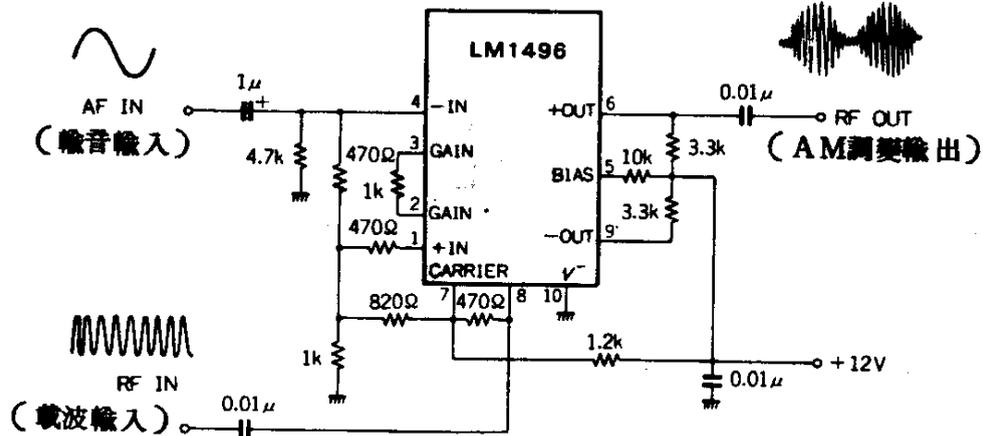
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1 + C_2/2)}}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}}$$

【圖17-2】檢波器的頻率特性

## 利用平衡調變器之 A M 調變電路

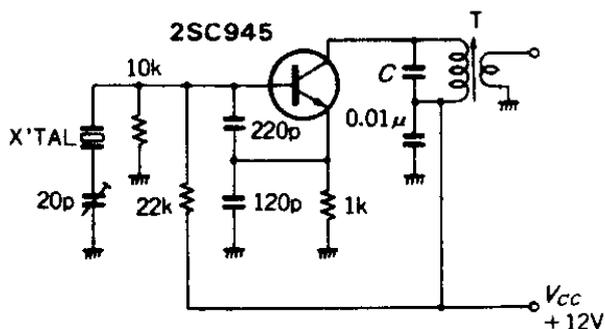
使用平衡調變器也可以得到 A M 調變波，圖 1 8 - 1 便是其電路的結構。若按其原來的電路結構，L M 1 4 9 6 的輸出係抑制了載波成分之 D S B 信號，因此第 1 端子、第 4 端子的偏壓設定不同的話，就可以得到載波成分。



【圖18-1】利用平衡調變器之AM調變電路

# 振盪電路、信號產生電路

## 基本波石英晶體振盪電路



**X'TAL : 5M~15MHz**

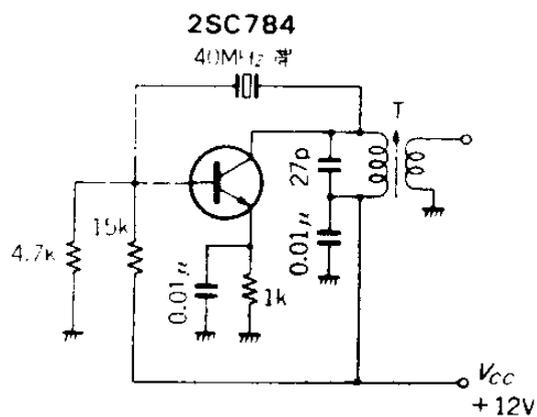
**T, C : 調諧頻率與石英晶體的振盪頻率相同**

【圖19-1】石英晶體振盪電路

0 mV，使用同一電路，但是 LC 調諧電路的頻率取三倍頻之 32.1 MHz 時，大約可以得到 700 mV 的輸出電壓。

圖 19 - 1 之電路為頻率 5 M ~ 15 M Hz 左右之石英體振盪電路，此電路稱為無調整電路，無論是任何石英晶體都可以確實振盪。由於此電路除了振盪出基本波之外，仍含有某些諧波成分，所以依集極端調諧電路之不同，亦可以取出基本波、二次諧波、三次諧波之頻率，此外，若使用  $f_T$  值高的電晶體時就能取得振幅較高的諧波成分。本電路中之石英振盪晶體係採用 10.7 MHz 的基本波振盪，LC 調諧電路亦使用 10.7 MHz 之 IFT。此時的輸出振幅大約為 90

## 泛音石英晶體振盪電路



**T : 10 K 型**

一次側 : 6 T , 二次側 : 2 T

【圖20-1】泛音石英晶體振盪電路

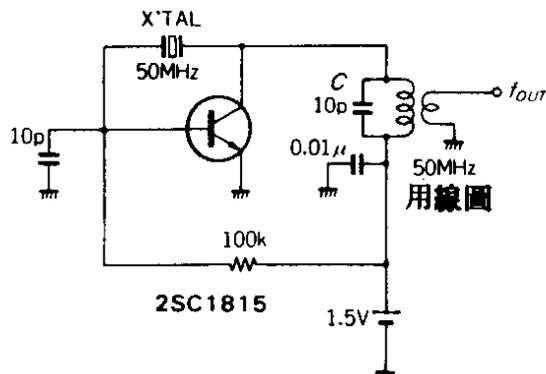
此電路的振盪頻率是由石英振盪晶體的頻率決定的，而且在選擇 LC 的數值時也要與石英晶體的振盪頻率相呼應。

圖 20 - 1 係利用皮爾斯 ( Pierce ) 電路的三次泛音振盪電路，其原型為柯爾必茲 ( Colpitts ) 振盪電路，當集極端調諧電路稍微往調諧點之容量性方向偏一些時 ( 增加電感量 ) 則會振盪。調諧電路的線圈依圖中的圈數資料，係在 10 K 型的線圈座上捲繞。調整方法如下所示，將磁蕊由振盪輸出的最大點往 L 值小的方向旋轉時，振盪就會急驟停止，而後將磁蕊由輸出最大點往 L 值增大的方向旋轉 1 / 2 轉並固定放置之。在本圖中，於 OUT 端子接上 300 的電阻負載時，振盪輸出電壓大約是 100 mV。若將調諧電路的電容器 27 P F 變更成 10 P F 的話，就會振盪出 5 次泛音的 60 M H z 頻率。

## 1.5 V 即可動作之石英晶體振盪電路

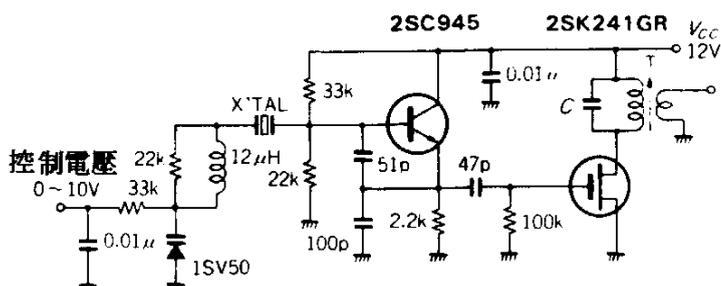
圖 2 1 - 1 係 1.5 V 左右之低電壓即可動作之石英晶體振盪電路，石英振盪晶體係使用 5 0 M H z 之三次泛音，振盪出 5 0 M H z 之頻率。

石英晶體振盪電路是利用石英振盪晶體的電感性，所以當石英晶體的負載電路為容量性的話，就會振盪，因此，圖中的 L C 並聯調諧電路要調得比實際的振盪頻率（此處為 5 0 M H z ）略低方可。



【圖21-1】低電壓動作之石英晶體振盪電路

## 以電壓控制頻率之石英晶體振盪電路



X ' T A L : 石英振盪晶體 7 ~ 17 M H z

T , C : 數值取決於振盪頻率

【圖22-1】VCXO電路

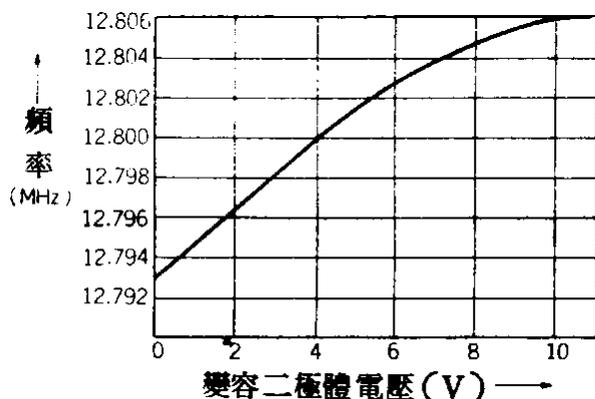
圖 2 2 - 1 係其電路圖，在此電路中，石英振盪晶體與線圈及變容二極體串聯係要以變容二極體的容量性電抗來抵消線圈的電感性電抗，也就是以電壓的變化 變容二極體的容量變化 頻率變化組成 V C X O 電路。

2 2 K 與 1 2 μ H 之線圈並聯是要防止異常振盪，一般而言，石英振盪晶體與線圈的組合情形是很微妙的，所以要多加嘗試方可得到最佳組合，在 1 0 K 型的基座（ Bobbin ）上捲繞線圈，然後測試之，也是一種方法。

石英振盪晶體依其切割（ Cut ）方式之不同，振盪頻率變化的情形亦不相同，在所測試的石英振盪晶體之中，以 3 8 M H z 頻帶之 C B 無線電最適合。圖 2 2 - 2 係以標示頻率 3 8 . 4 1 5 M H z 之石英振盪晶體做基本波振盪 V C X O 電路之變容二極體控制電壓及振盪頻率的關係，大約只有 1 K H z / V 之變化，因此頻率的變化量是不會很大的，雖然增大 L 值可以使變化範圍加寬，但是會造成振盪不穩定之現象，所以只能做單頻率之 L C 振盪器。

石英晶體振盪電路原本是頻率不變化的振盪電路，但是在窄頻帶的 F M 通信機器範疇內，有時候需要略微改變頻率。

V C X O （ Voltage Controlled X'tal Oscillator ）電路係將數 1 0 μ H 之電感器 L 與石英振盪晶體串聯，振盪出比標示頻率值略低之振盪頻率的方法，其變化的比例為 1 0 M H z 相當於有 1 0 K H z 左右之變化量。



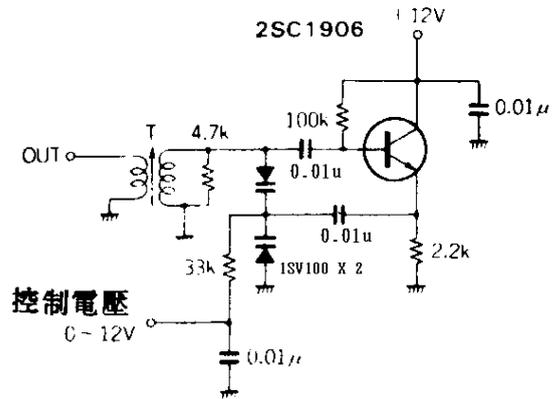
【圖22-2】VCXO的頻率變化

## 以電壓控制頻率之 LC 振盪電路二款

要改變 LC 振盪電路之振盪頻率的方法時，可以改變線圈或者電容器的數值，若將此電容器以變容二極體取代的話，以電壓值改變容量就可以使振盪頻率產生變化。這樣的結構稱為 VCO ( Voltage Controlled Oscillator ) 電路，由於採用容量變化量較大的變容二極體，所以能組成振盪頻率變化量寬廣之振盪電路。

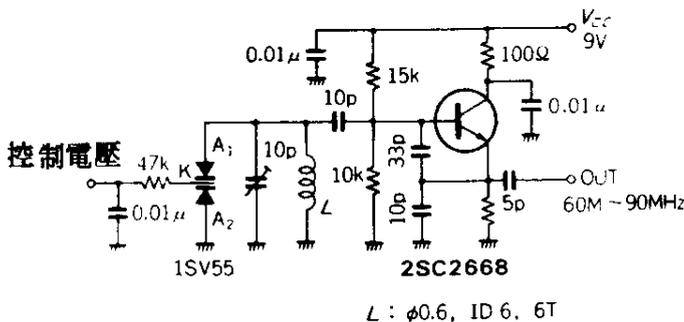
### VCO 電路 ( 1 )

圖 23 - 1 之電路係柯爾必茲振盪電路，二個可變電容器以變容二極體取代之，變容二極體 1SV100 ( 東芝 ) 係 AM 調諧用之元件，容量變化範圍由 20PF - 400PF，因此，容量的變化比為  $C_{max} / C_{min} = 20$ ，振盪頻率的變化範圍就可以製作得很寬廣，但是變容二極體是半導體元件，所以在特性上會有些誤差，故在使用之前要選別特性相似之變容二極體。至於線圈則使用 10K 型之線圈基座，在一次側繞 6 圈，二次側繞二圈，在共振電路上接阻尼 ( Damping ) 電阻是要使振盪頻率變化時，輸出電平的變化不要太大。此電路之變容二極體上的控制電壓在 0 - 12V 間變化時，振盪頻率大約在 10MHz - 70MHz 間變化，但是加於變容二極體上的控制電壓降低時，振盪電平就會急驟的下降，因此，實用振盪範圍在 20 - 70MHz 左右。當 OUT 端子接上 470Ω 之電阻時，於 40MHz，振盪頻率的電平大約有 300mV，電平的變動於 20 - 70MHz 之間都在 -6dB 之範圍內。



T : 10K 型 6T : 2T  
【圖23-1】VCO 電路(1)

### VCO 電路 ( 2 )



(a) 電路 【圖23-2】VCO 電路(2)



(b) 端子配置

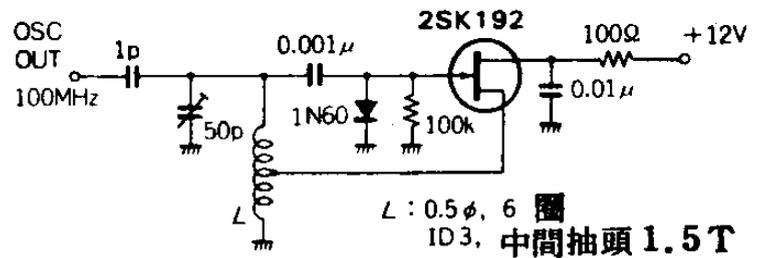
圖 23 - 2 是 FM 調諧器 ( Tuner ) 的本地振盪電路，此電路係柯爾必茲電路的變形電路，稱為克拉普 ( Clapp ) 電路，至於改變頻率的元件則使用背向變容二極體 ( Pair Diode Varicap ) 1SV55，係以直流電壓控制容量。由於 1SV55 之內部有兩個特性相近的變容二極體背向

接在一起，因此，即使於 Q 值高的電路有足以使二極體導通的大振幅信號加於其上，因為任何一個二極體都是逆向的，所以並不會導通，振盪電路就不會有異常動作的顧慮。

1SV55 之端子間容量變化由 40PF (  $V_R = 3V$  ) 至 2.5PF (  $V_R = 30V$  )，當 0 - 9V 的控制電壓加於此電路上時，振盪頻率的範圍在 60 - 90MHz。

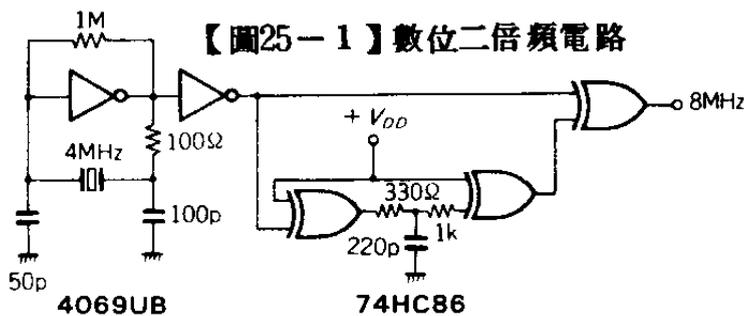
## 使用 J F E T 之 L C 振盪電路

圖 2 4 - 1 為使用 J F E T 之振盪電路，由於電路結構簡單，所以用於做實驗是相當便利的，並聯於 F E T 閘極與地之間的鍺二極體 1 N 6 0 是為了抑制振幅所加上去的，所以頻率改變時，輸出電平的變動就很小，二極體使用矽質二極體亦可，方向相反也沒有關係。



【圖24-1】LC振盪電路

## 互斥或閘頻率倍增電路



【圖25-1】數位二倍頻電路

圖 2 5 - 1 為使用互斥或閘之二倍頻電路，使用 4 M H z 之石英振盪晶體就能得到 8 M H z 之輸出信號，所以在手邊沒有適當的石英振盪晶體時就能應用這種方法。

振盪電路是使用 C - M O S 反相器 4 0 6 9 U B 所組成的，而互斥或閘 7 4 H C 8 6 則組成二個邊緣

( Edge ) 之檢出電路。由於輸出波形的能率比 ( Duty Ratio ) 並不高，所以在應用時要特別注意。

## 單晶片 I C P L L 電路

P L L 用 I C 已快速的進入高集積化，以往需要 2 - 3 晶片之情形，現在只需單晶片之專用 I C 就可以概括所有的功能了。M C 1 4 5 1 6 3 P ( Motorola ) 的內部有基準振盪器，分頻相位比較器，可程式計頻器 ( Programmable Counter ) 等電路，因此需要外附的電路只是 V C O 電路而已。

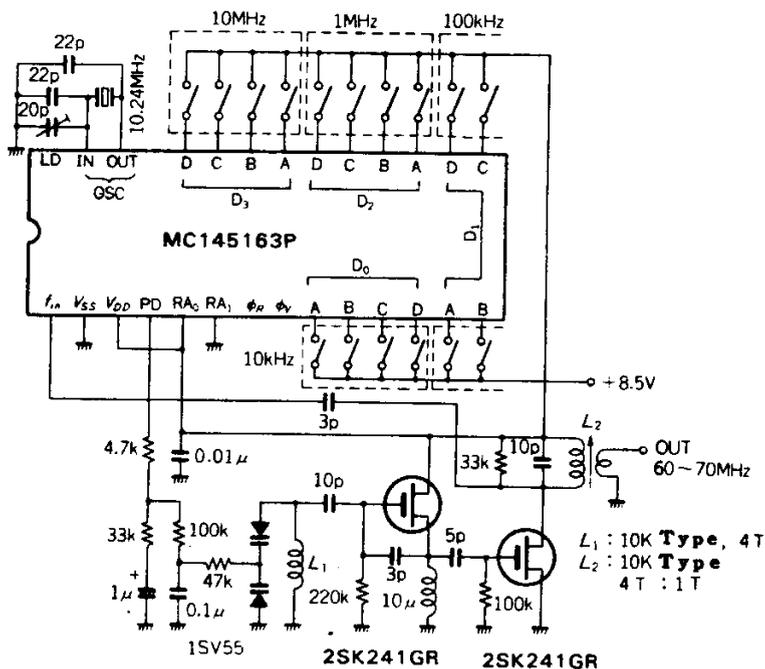
此 P L L I C 是屬於 C - M O S 型的，電源電壓在 3 - 9 V 均可正常動作，可以直接輸入的頻率達 3 0 M H z ，分頻比由 B C D 碼設定，其範圍係 3 - 9 9 9 。但是最高輸入頻率為 3 0 M H z 是指電源電壓於 5 V 時之數值，經試驗得知，若電源電壓提高至 8 V 左右，便可達 9 0 M H z ，但是可保證的數值大概是在 8 0 M H z 左右。

圖 2 6 - 1 係其電路，大約是 6 0 - 7 0 M H z 之 P L L 電路，V C O 振盪器是由 2 S K 2 4 1 G R 組成的，緩衝級亦由 2 S K 2 4 1 G R 組成，使振盪頻率改變的變容二極體係使用 F M 調諧器中經常看到的 1 S V 5 5 。調整的方法係調整 L 1 之磁蕊使振盪頻率為 7 0

## 實用高頻基本電路集 ( 23 )

MHz 時，加到變容二極體上的電壓為 6 V。

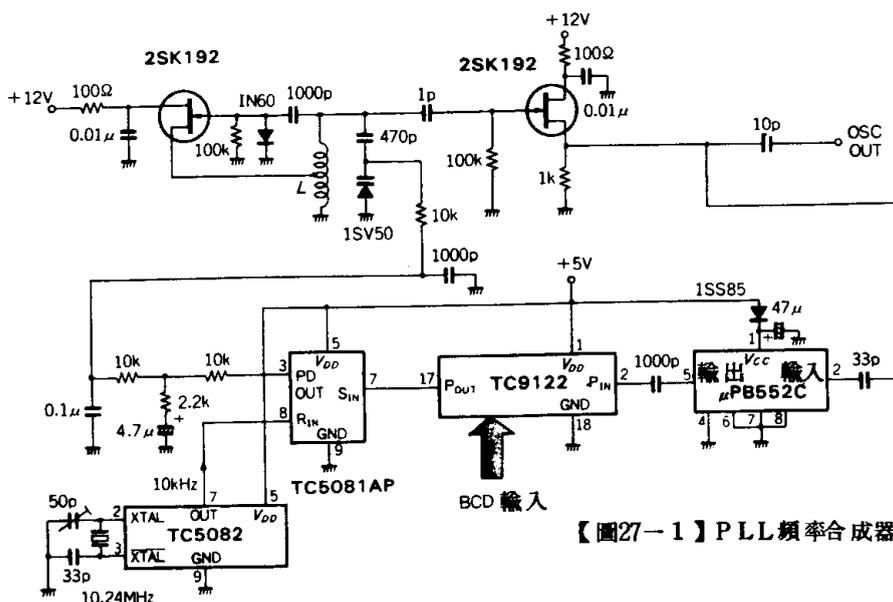
MC 145163 P 封裝後的體積稍微大了一點，但是由於有高集積度及以 BCD 碼便很容易設定頻率等優點，所以還算是很受歡迎的 PLL IC。



【圖26-1】使用MC145163P之PLL電路

## 80M 120MHz 頻帶 PLL 頻率合成器

圖 27 - 1 為使用 PLL IC TC9122 (東芝) 之 80 120 MHz 的頻率合成器 (Frequency Synthesizer)，振盪頻率是以每階 400 KHz 改變的，TC9122 是可程式分頻器，分頻比為 8 3999，能以 BCD 碼設定之，是相當好用的 IC，如圖 27 - 2 所示。



【圖27-1】PLL 頻率合成器

VCO 為先前所介紹的 2SK192 LC 振盪電路，變容二極體使用 1SV50，由振

## 實用高頻基本電路集 ( 24 )

盪槽 ( Tank ) 取出振盪信號，再經過一級緩衝級後再輸出。

100 MHz 之振盪輸出經過 TC9122 及  $\mu$ PB552C ( 日電 ) 等二級分頻後得到 10 KHz，再予基準振盪器 TC5082 的 10 KHz 做相位比較，再由相位比較器的 TC5081 第 3 端子取出比較輸出信號，經迴路濾波器 ( Loop Filter ) 將其信號直流化，回授至 VCO 電路，構成了 PLL 電路，TC9122 的最大輸入頻率為 15 MHz，前置比例器 ( Prescaler )  $\mu$ PB552C 的最大輸入頻率為 150 MHz。振盪頻率  $f$  ( KHz ) 之公式如下列所示：

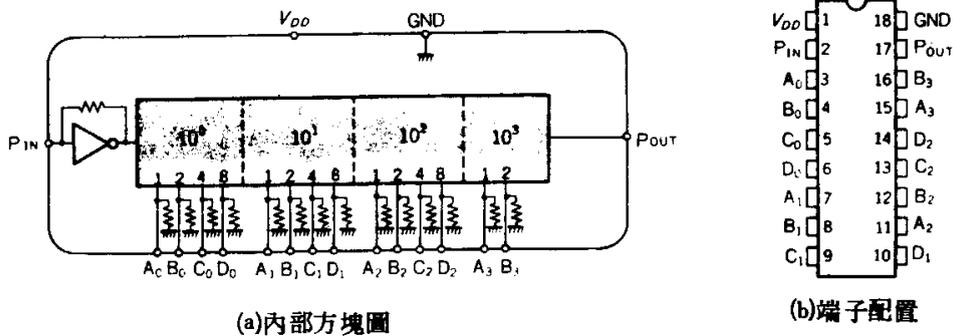
$$f = k \cdot m \cdot n$$

$m$  代表 TC9122 的分頻比

$n$  代表  $\mu$ PB552C 的分頻比

$k$  代表比較頻率 ( KHz )

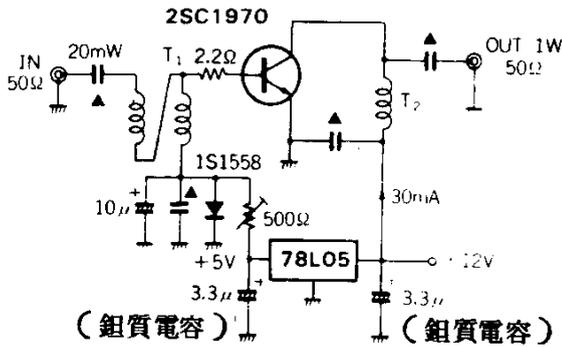
例如  $n = 40$ ，想要有  $f = 100$  MHz 的頻率，則設定  $m = 250$ 。



【圖27-2】可程式分頻器 ( Programmable Divider ) TC9122

# 功 率 放 大 電 路

## 1 M 5 0 M H z , 1 W 寬頻帶功率放大器



- T<sub>1</sub> : FT 37-43,  $\phi$  0.3, 雙絲繞捲 5 T
- T<sub>2</sub> : FT 50-61,  $\phi$  0.6 18 T
- ▲ : 0.01  $\mu$ F 陶瓷電容器 2~3 個並聯

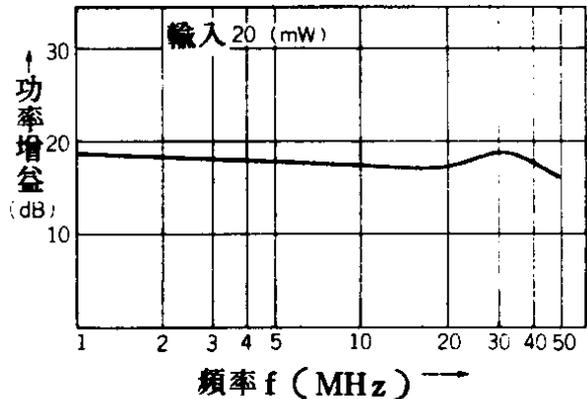
【圖28-1】寬頻帶功率放大器

C 1 9 7 0 作熱耦合之處理, 要調整的地方係靜態電流 ( Idling Current ), 以 5 0 0 之基極偏壓調整用可變電阻器設定在 3 0 m A 左右。

圖 2 8 - 2 為電路的頻率特性, 輸入設定於 2 0 m W , 改變頻率時的輸出功率在 1 M 5 0 M H z 大約維持在 1 W 左右, 於 3 0 M H z 附近輸出突然上昇的情形是因為雜散電容等產生共振之故。

圖 2 8 - 1 為使用 2 S C 1 9 7 0 , 頻率 1 5 0 M H z , 輸出 1 W 左右之寬頻帶功率放大器; 輸入、輸出使用了由環狀線圈組成的寬頻帶變壓器來做阻抗變換, 環狀磁蕊係陶鐵磁蕊類的 F T 型。2 S C 1 9 7 0 為 1 7 0 M H z 頻帶用之功率電晶體, 所以能用於 V H F 頻帶之寬頻帶放大器, 此外, 由於功率增益頗高, 要特別處理之, 免於振盪, 電路圖中, 耦合電容器 ( Coupling Capacitor ) 及傍路電容器 ( Bypass Capacitor ) 都由 2 3 個 0.0 1  $\mu$  F 陶瓷電容器並聯在一起, 最主要是降低阻抗 ( Impedance ), 同時, 電流通之通路亦更寬廣。

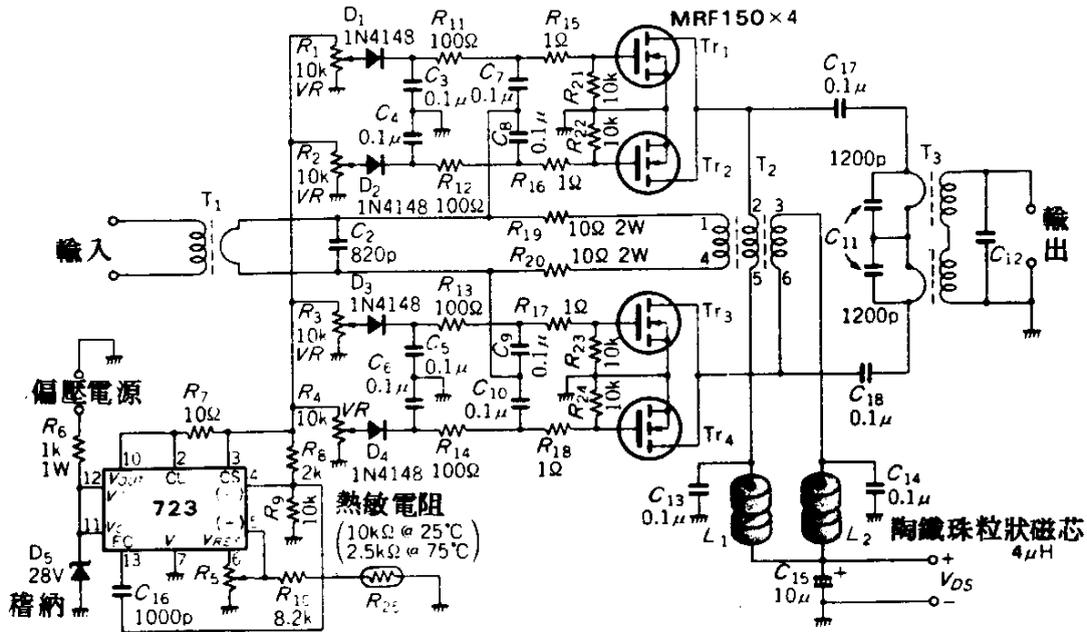
此外, 偏壓用二極體 1 S 1 5 5 8 要與 2 S C 1 9 7 0 作熱耦合之處理, 要調整的地方係靜態電流 ( Idling Current ), 以 5 0 0 之基極偏壓調整用可變電阻器設定在 3 0 m A 左右。



【圖28-2】寬頻帶功率放大器的輸出特性

## 2 M 30 MHz , 500 W 寬頻帶線性放大器

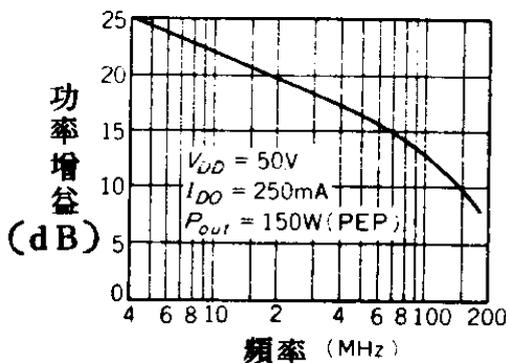
於 HF 頻帶，要得到 500 W 之輸出功率，有將數 100 W 輸出之功率放大器單體 ( Power Amp Unit ) 使用功率分配 / 合成網路 ( Network ) 予以合成的方法，但是要製作損失少的網路，多少需要點技術。



- ◎沒有指定的電阻全部是 1/2 W
- ◎T<sub>1</sub> , T<sub>2</sub> , T<sub>3</sub> 參考圖29-3

【圖29-1】2M~30MHz 500W線性放大器

圖 29 - 1 的電路中是以 4 個功率 MOS FET 組成並聯 / 推挽 ( Parallel/ Push-pull ) 結構，因此不以功率分配 / 合成網路就可以得到輸出 500 W 以上之功率。輸入、輸出匹配電路利用 RF 變壓器採寬頻帶設計，而且由於有負回授之結構，因此功率增益在 2 M 30 MHz 之間有 1 1.5 dB 範圍之平坦性 ( Flatness )。



【圖29-2】MRF 150 的頻率特性

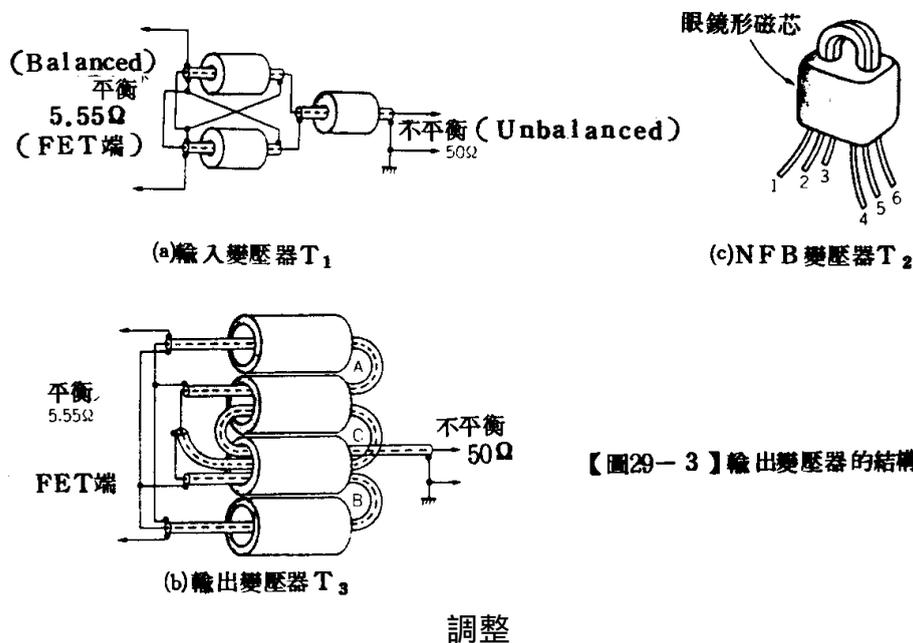
MRF 150 為 Motorola 公司的功率 MOS FET，又稱為 TMOS FET，其在電源電壓 50 V 時具有輸出 150 W 之性能，如圖 29 - 2 所示，此外亦有同樣輸出 150 W 情形下，只需電源電壓 28 V 之 MRF 140 FET，因此可依使用 DC 電源電壓之不同選用之，但是使用 MRF 140 時，閘極偏壓電路及輸入、輸出變壓器的阻抗變換比，調諧用電容器常數等就需要稍加變更，但是可以使用相同的基本電路及電路基板。

但是，所謂的並聯推挽接法對功率 MOS FET 是適合的，而雙極電晶體則並不見得實用，這是因為雙極電晶體射極接地的輸入阻抗大約是同等級 FET 源極接地的 1 / 5 1 / 10 左右所致。然而，複數個 FET 並聯接著使用時，若使用單位增益 ( Unity Gain ) 頻率高的元件的話，由於並聯阻抗及閘 - 洩極間容量之關係會形成共振電路，有可能引起振盪，此類振盪是因為比放大器頻帶寬度還高的頻率產生 360 ° 相移 ( Phase Shift )，結果因 FET 的洩 - 閘極間容

量  $C_{rss}$  引起振盪，要防止這類振盪，可在不影響放大器增益之情形下，於閘極插入數值低的無感電阻。

### 關於各個變壓器

各變壓器的結構請參考圖 29 - 3，輸出匹配電路中，輸出阻抗由電源電壓及輸出電平決定，此電路係使用 9 : 1 阻抗變換比的 R F 變壓器，輸出變壓器的構造如圖 29 - 3 所示，稍微複雜了些。圖 a 為基本型，進行阻抗變換之後再做平衡 - 不平衡變換，這一類傳送線型的變壓器，D C 電壓為了不要加到天線輸出端，所以要有 D C 隔絕電容器 ( Blocking capacitor )  $C_{17}$ ， $C_{18}$ 。在這種功率電平下，使用這種形狀的變壓器最大的問題是變壓器的發熱，因此，要實現 12 MHz 之最低動作頻率就不能於一次繞線使用高透磁率的陶鐵管 ( Ferrite Sleeve ) 及金屬管 ( Tube )，這是因為高透磁率的陶鐵磁蕊 ( Ferrite Core ) 的居禮溫度低，損失較大之故，根據以上所列的理由，就將初期透磁率  $\mu_i$  比較低 (  $\mu_i = 1.25$  ) 之陶鐵管串聯連接，由於二次側並聯連接，所以各個繞線的圈數就要加倍。由於  $C_{11}$  會流過高頻大電流，通常使用雲母 ( Mica ) 及陶瓷電容器時，要將複數個小容量之電容器並聯起來使用。



【圖29-3】輸出變壓器的結構

此放大器所要調整的只是 F E T 的閘極偏壓，也就是將各 F E T 的靜態電流設定於 250 mA，由於每個 F E T 均能調整，所以不需使用每個 F E T 的閘極臨界電壓都相等，匹配者，但是互導  $g_m$  直接影響到功率增益，所以要選用  $\pm 10\%$  以內者，此外，輸入、輸出 R F 變壓器之同調用電容器需要試試容量合適者。

### 散熱

最後，所需注意的是將此基板裝於散熱片 ( Heat Sink ) 之方法，由於 F E T 集中於此狹窄的面積中，因此於此部份產生的熱量 ( 可達 200 - 300 W )，要藉散熱片有效的予以散熱，使用銅等高熱傳導率之散熱片是最好的，但是若使用鋁製散熱片時，就要將尺寸至少大於基板面積且厚度在 1 - 2 cm 以上之銅板插入在散熱片與 F E T 之固定盤 ( Mounting Flange ) 之間，此外，由於散熱片表面與銅板的接合面並不很平坦，因此要於其間塗布熱複化合物 ( Thermal Compound ) 或散熱油 ( Silicon Greas )。

# 接 收 系 統

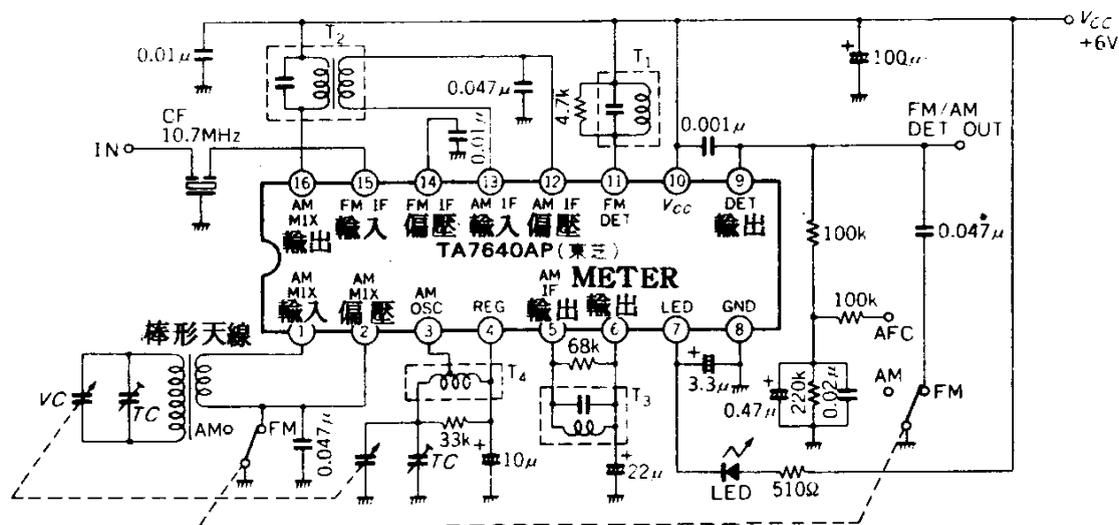
## F M / A M收音機電路

TA7640AP係備有FM IF放大/檢波電路及超外差(Super Heterodyne)方式AM收音機機能之IC,其封裝方式為16端子DIP,動作電壓範圍3-8V。

AM收音機部份包含了AM用MIX,OSC,IF放大電路及AM檢波電路,外附元件則要使用棒形天線(Bar Antenna),可變電容器、線圈等,AM的特性如下,當輸入400Hz,調變率30%,1MHz,26dB $\mu$ 的載波至第1端子時,就可以得到30mV之檢波輸出電壓。

FM部份由IF放大及檢波電路組成,當輸入中頻10.7MHz,66dB $\mu$ 的載波,信號波400Hz,頻率偏移量 $\pm 25$ KHz的FM信號至15端子時,就可以得到85mV的檢波輸出電壓,此外,亦具有調諧指示器(Tuning Indicator)機能,能夠直接驅動指示用的LED。

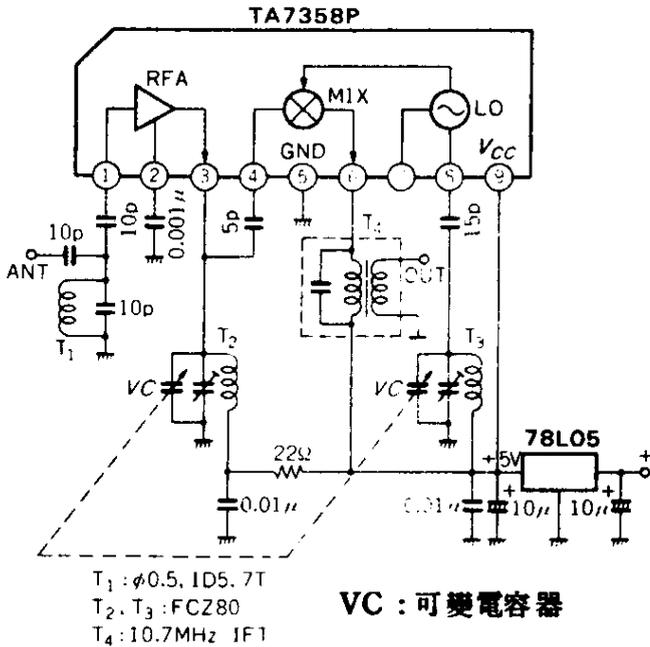
圖30-1係利用TA7640AP之電路例,電源電壓V<sub>CC</sub>採用6V,天線輸入電路及本地振盪電路有使用選台用可變電容器,但是亦有使用AM調諧用變容二極體(1SV100等)之方法。AM/FM的切換於第2端子行之,開路時為AM,與GND短路則為FM,此外,第9端子則依第2端子所選擇的AM或FM信號輸出。



- T<sub>1</sub> : 10.7MHz, IFT
- T<sub>2</sub> : 455KHz, IFT (級間用)
- T<sub>3</sub> : 455KHz, IFT (檢波用)
- T<sub>4</sub> : AM本地振盪器用
- V<sub>C</sub> : 可變電容器
- T<sub>C</sub> : 附屬於可變電容器之墊整電容

【圖30-1】AM收音機及FM IF,檢波電路

## F M 前端電路



【圖31-1】FM前端電路

電路是由可變電容器及線圈 LC 共振電路組成的。以前端電路變換成中頻之 10.7 MHz 信號則由 I F T T 4 輸出。以此 TA 7 3 5 8 P 前端電路與 TA 7 6 4 0 A P I F / D E T 電路組合在一起時，就可以組成高性能的 FM / AM 收音機。

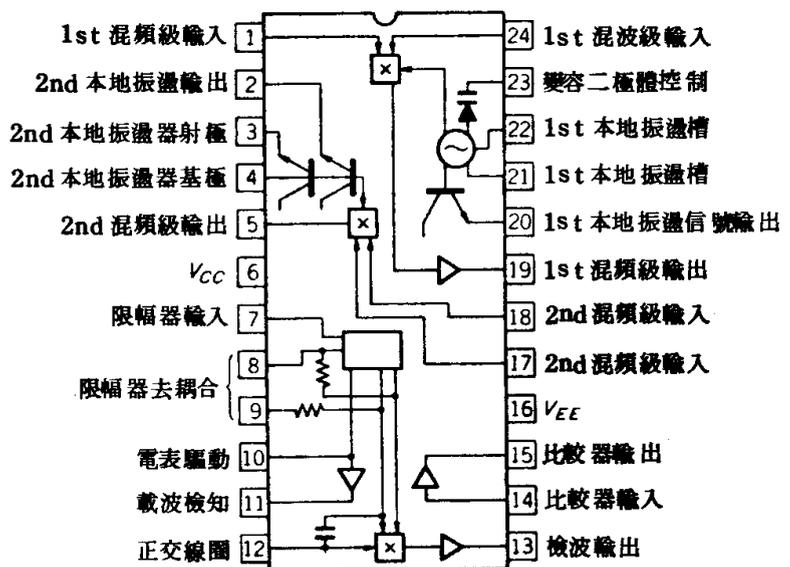
以往，以分立式電路做成的 FM 前端電路，分別以 RF 放大器混頻電路以及本地振盪所組成的，但是，現在這些機能以一個 IC 就可以達成了，而且已有許多公司發表販賣了。

TA 7 3 5 8 (東芝) 內部有低雜音型 (Low Noise Ty 片) 的 RF 放大器，雙平衡混頻器 (Double Balanced Mixer)，本地振盪電路，封裝於 9 端子之 S I P。尤其是 D B M 混頻電路的雙信號特性特別好，載波洩漏也很少，變換增益為 31 dB。

圖 3 1 - 1 為 FM 前端電路，TA 7 3 5 8 P 的動作電壓為 1.6 ~ 6 V，本電路則採 V<sub>CC</sub> = 5 V，電源電壓若穩定的話，本地振盪頻率的變動就很少。天線輸入部份採用 B P F 電路，若有假像、混信等情形發生時，此 B P F 則可利用可變電容器及線圈組成調諧電路。RF 放大器輸出側與本地振盪

## 窄頻帶 FM / F S K 接收系統

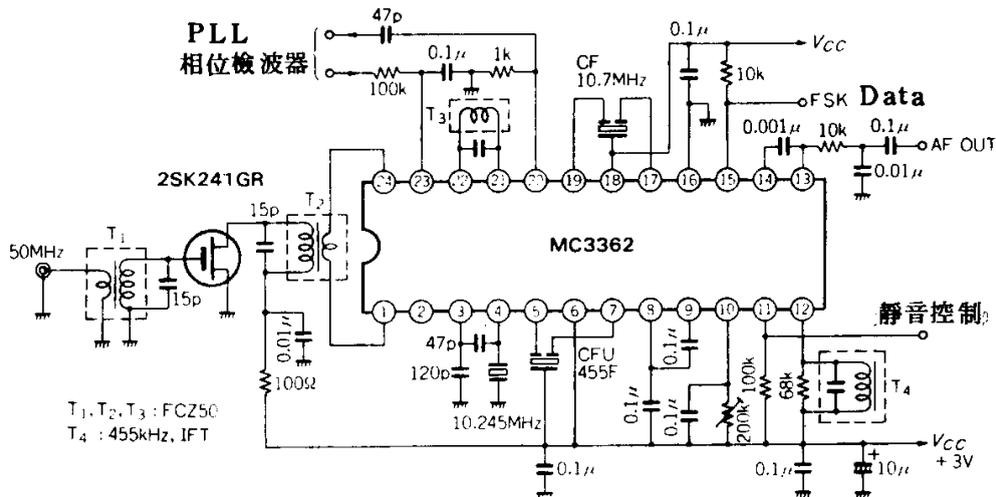
MC 3 3 6 2 (Motorola) 係窄頻帶 FM 接收用的 IC，且備有 F S K 解調機能之多機能 IC，如圖 3 2 - 1，內部結構為雙超外差電路，若輸入高頻信號的話於檢波輸出端就可以得到聲音信號，此外，亦備有 FM 接收機不可或缺的靜音 (Squelch) 電路。動作電壓為 2 ~ 7 V，V<sub>CC</sub> = 3 V 的消耗電流大約只有 3 ~ 6 mA，屬低消耗電流 IC，感度為 0.7 μV (S / N 比：20 dB)，只以此 IC 便可組成接收機。圖 3 2 - 2 為使用 MC 3 3 6 2 之 50 MHz FM 接收機範例，輸入端則附加了 RF 放



【圖32-1】MC 3362 之內部方塊圖與端子配置

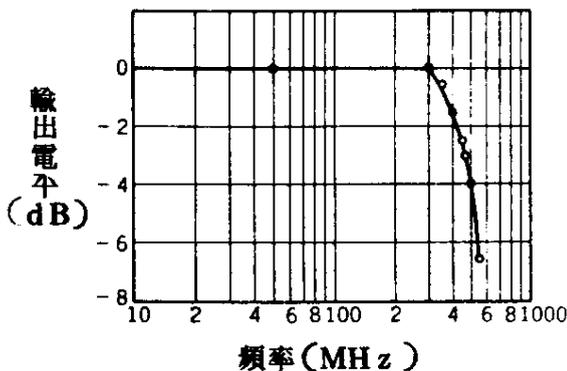
## 實用高頻基本電路集 ( 30 )

大器，RF 放大器由 2SK241GR 組成，此放大後之信號則再輸入至 MC3362 第 1, 24 端子，於 1ST 混頻級變換成 10.7MHz 之 1ST IF 信號。而 1ST OSC 係 VCO 電路，由第 23 端子內部的變容二極體容量的變化來控制 VCO 的頻率，也就是形同 PLL 電路之 VCO 振盪器動作，但是要做 PLL 化時，就要以 1ST OSC 信號來做為相位檢波信號，因此 OSC 輸出就通過緩衝級而由第 20 端子取出。經過這樣變換後的 1ST IF 信號 10.7MHz，於 2ND MIX 與 OSC 之石英晶體振盪器的 10.245MHz 混頻施予頻率變換，最後得到 2ND IF 信號 455kHz，此 2ND IF 信號經陶瓷濾波器 (Cerami-Filter) CFU455E (窄頻帶用) 後再予以正交 (Quadrature) 檢波而得到低頻信號。而 FSK 解調信號則由第 10 端子的檢波信號通過第 14 第 15 端子的比較器而得到。靜音電路則是將靜音調整 VR200K 接到第 10 端子，靜音控制信號則由第 11 端子取出。



【圖32-2】窄頻帶 FM (FSK) 接收電路 MC3362

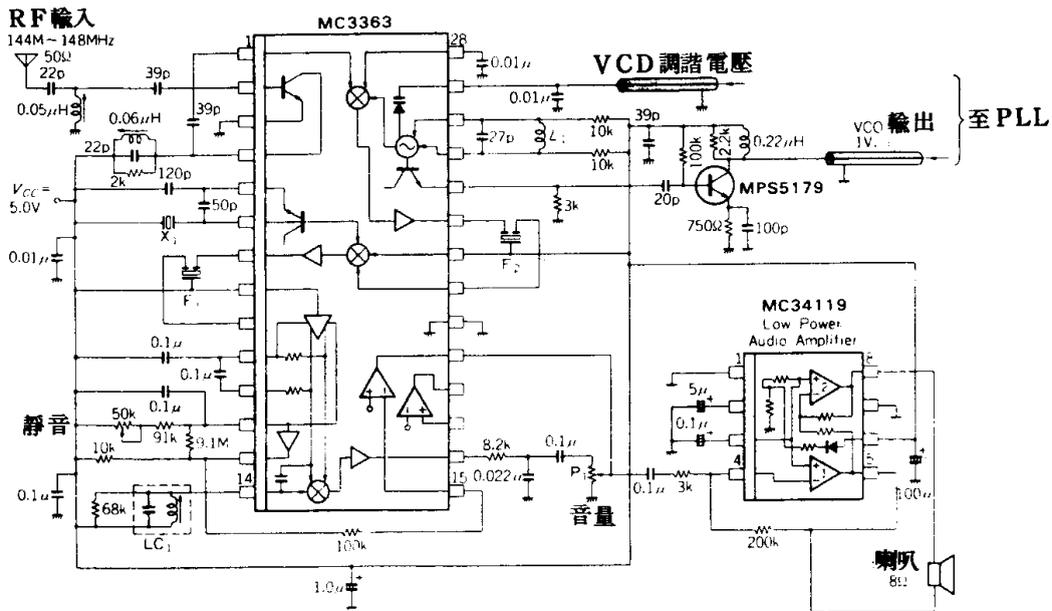
## 二個 IC 組成之 4MHz 頻帶之 FM 接收器



【圖33-3】第一混頻級的頻率特性

此外，第一混頻級與第二混頻級都是雙平衡 (Double Balanced) 型，變換增益各為 18dB 22dB，圖 33-3 為第一混頻級的頻率特性，檢波級為正交 (Quadrature) 型，LC 電路則與數 10K 之阻尼 (Damping) 電阻並聯，其他電路則還含有 RSSI (Received Signal Strength Indicator) 機能，CD 輸出端子，資料 (Data) 整形用變換器 (Converter) 等。

使用 Motorola 公司窄頻帶 (Narrow Band) FM 用 IC MC3363 之 144MHz 148MHz 之 FM 接收機電路如圖 33-1 所示。此 IC 的內部各有二個雙變換 (Double Conversion) 型混頻級與本地振盪器，如圖 33-2，為了使第一級本地振盪器能利用於 PLL 控制，內部是由變容二極體組成 LC 振盪的振盪器。因此，變容二極體的陰極 (Cathod) 與振盪器的緩衝級輸出就有接腳接出來以利控制。第二本地振盪用振盪器的型式係柯爾必茲型，通常都是使用 10.245MHz 的基本波石英振盪晶體。



- |                          |  |
|--------------------------|--|
| $X_1 = 10.245\text{MHz}$ | $L_1 = \# 18 \text{ AWG}, 3 \text{ 圈 } 0.6\phi,$ |
| $F_1 = 455 \text{ KHz}$  | 長度 $0.3 \text{ mm}$                              |
| 陶瓷濾波器                    | $LC_1 = 455 \text{ KHz}$                         |
| CFU 455D                 | 正交振盪槽  |
| $F_2 = 10.7\text{MHz}$   | 線圈   |
| 陶瓷濾波器                    | $L_p = 660 \mu\text{H}$                          |
| SFE 10.7 MA              | $C_p = 180 \text{ PF}$                           |

【圖33-1】144 M~ 148 MHz 窄頻帶接收器

### 電路動作

電路的動作如下所述，首先，當 R F 信號經內部電晶體放大之後，就加到第一混頻級，第一本地振盪器則振盪出  $133.3 \text{ M} \sim 135.3 \text{ MHz}$  之信號，兩者混頻之後則變換成  $10.7 \text{ MHz}$  之 I F 頻率，其後通過  $10.7 \text{ MHz}$  之陶瓷濾波器再以第二混頻級變換成  $455 \text{ KHz}$ ，音頻輸出通過低通濾波器後，以音頻放大器 MC 3 4 1 1 9 放大後再驅動喇叭。而 MC 3 3 6 3 有靜音 (Mute) 端子，所以利用 C D 輸出就能將音頻予以靜音，C D 輸出可藉接於第 1 2 端子的  $50 \text{ K} \sim \text{VR}$  調整吸收 (Sinking) 電流便能改變之，電阻 R 的數值可以次式算出。

$$R = \frac{0.641 V}{I_{12}}$$

$I_{12}$  = 流入第 1 2 端子的吸收電流

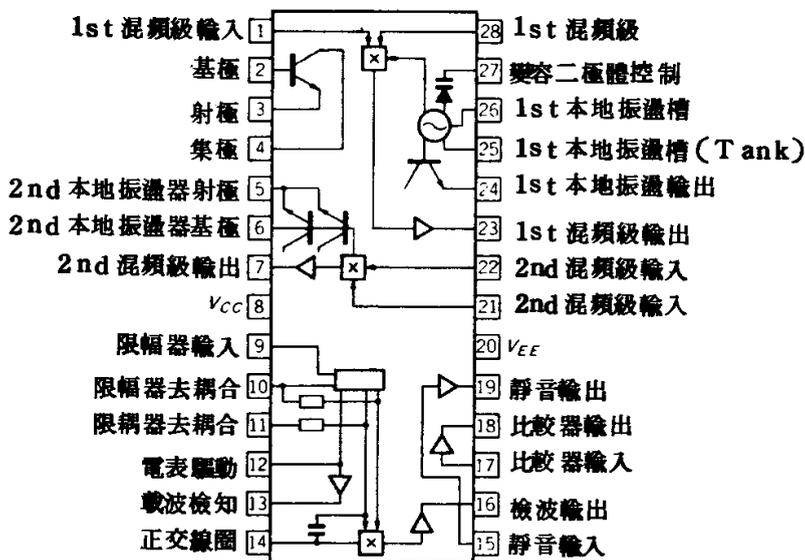
此外，依場合之不同，可在 1 2 端子與 1 3 端子加上回授電阻  $R_H$ ，形成磁滯 (Hysteresis) 特性，此磁滯特性可以次式算出：

$$V_H = \frac{V_{CC}}{R_H * 10^{-7}} \quad (\text{dB})$$

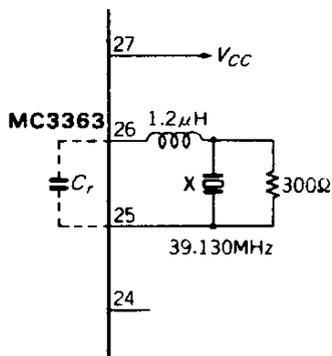
### 實用高頻基本電路集 ( 32 )

而使用資料整形用比較器時，依資料傳送速度之不同，有使用回授電阻之必要。

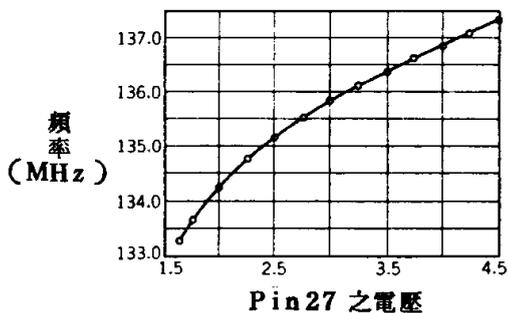
在此電路中，第一本地振盪器，也可以接成石英晶體振盪電路化之 PLL 控制 LC 振盪器，其電路如圖 3 3 - 4 所示，使用的石英振盪晶體從振盪電平之關係可得知，使用基本波或三次泛音者為佳。而且，第一本地振盪器的上限頻率大約為 1 6 0 ~ 1 8 0 MHz。圖 3 3 - 5 是變容二極體的 control 電壓對振盪頻率特性圖，謹提供參考。



【圖33-2】MC 3363 之內部方塊圖



【圖33-4】第一本地振盪器之石英晶體化

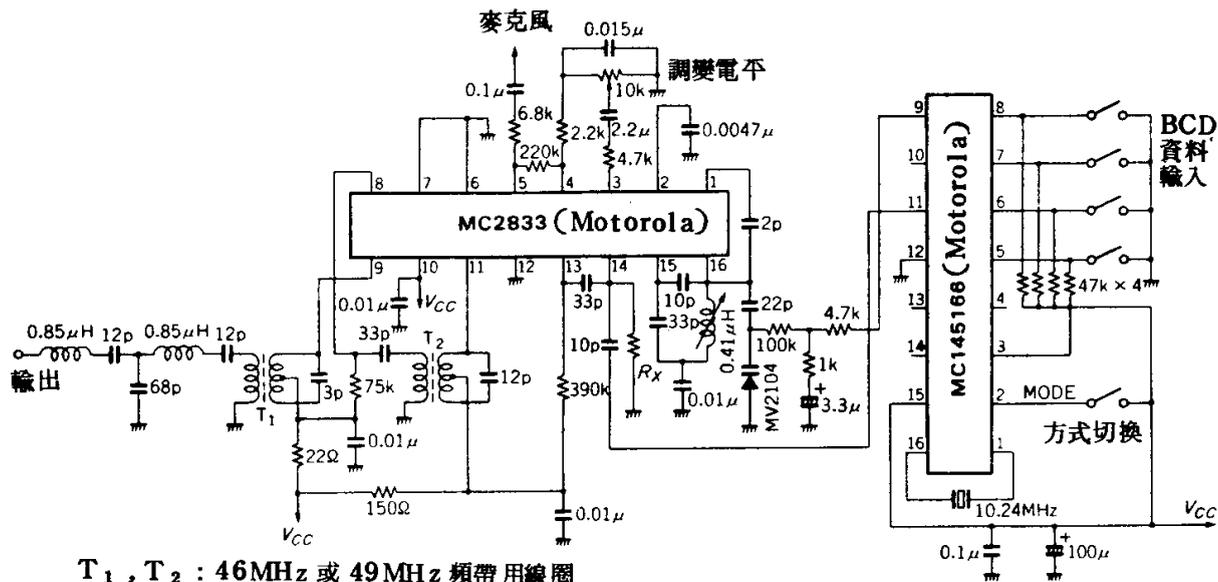


【圖33-5】控制電壓對第一本地振盪振盪頻率

發 送 系 統

無線電路之發射機

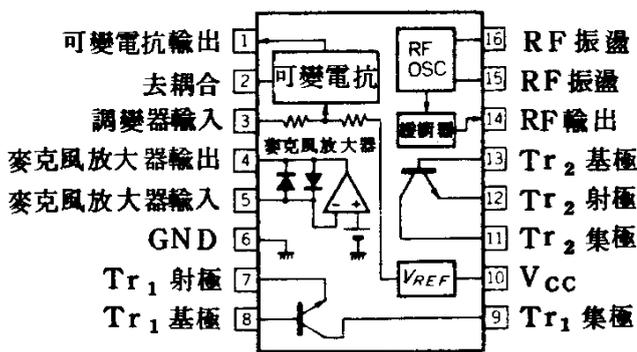
無線電話機等所使用的窄頻帶 10 頻道 FM 發射機之電路如圖 3 4 - 1 所示，使用的 IC 為 MC 2 8 3 3，內部方塊圖如圖 3 4 - 2，窄頻帶 FM 發射機所需的機能幾乎都包括了。



T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> : 46MHz 或 49MHz 頻帶用線圈

【圖34-1】窄頻帶10 ch FM接收機之電路

麥克風放大器

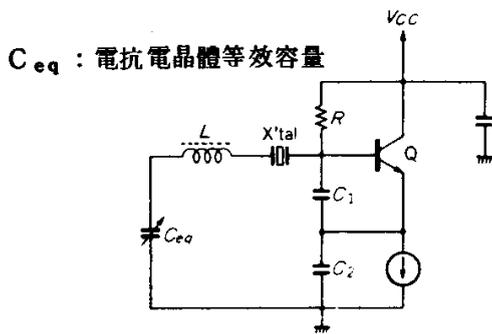


【圖34-2】MC 2833 之內部方塊圖

濾波器 ( Splatter Filter )。

以下就來介紹各方塊之動作，首先，麥克風放大器部份受到二極體限幅器 ( Diode limiter ) 之限制，輸出大約只有 1.4 V<sub>p-p</sub>，因此，在麥克風放大器輸出端與電抗調變器 ( Reactance Modulator ) 輸入端之間插入可變電阻器，就可以組成簡易瞬時頻率偏移限制 ( Instantaneous Deviation Control, IDC ) 電路，此放大器的高頻特性大概可以延伸至 40 KHz 左右，所以應用於音頻頻帶完全沒有問題，但是於窄頻帶 FM，與鄰接頻道的頻帶間隔狹窄時，就要附加鄰接頻道干擾

RF

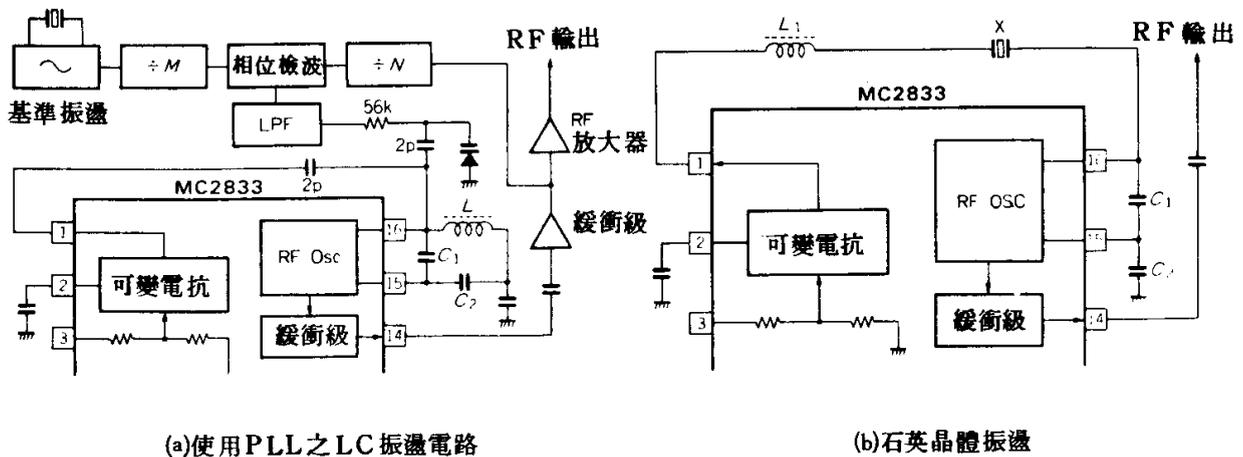


【圖34-3】調變器與振盪器的內部等效電路

接著介紹RF振盪器及電抗調變器，內部等效電路如圖34-3。信號由IC的第3端子輸入，於是會使圖中之電抗電晶體內部等效容量 $C_{eq}$ 產生變化，於是FM調變就會加至RF振盪器。RF振盪器係使用石英振盪晶體的振盪電路（柯爾必茲型），但是亦可使用VCO之型式，圖34-4係使用石英振盪晶體及使用PLL之LC振盪電路。

此電路的RF振盪器係以PLL控制的，PLL用之IC則使用無線電話用之MC145166，此IC於46 / 49 MHz頻帶可做10頻道之頻率切換，MC145166之端子配置如圖34-5，此IC具有以下所列之特點

點



(a)使用PLL之LC振盪電路

(b)石英晶體振盪

【圖34-4】振盪電路例

發送、接收二個迴路以1個晶片就可以構成。

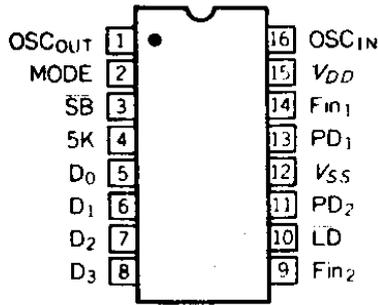
至50 MHz（標準）之頻率可以直接輸入N計頻器。

以BCD碼就能很簡單的做頻道切換，但是，僅限於美國FCC之46 / 49 MHz頻帶之無線電話機用之頻率，如表34-1。

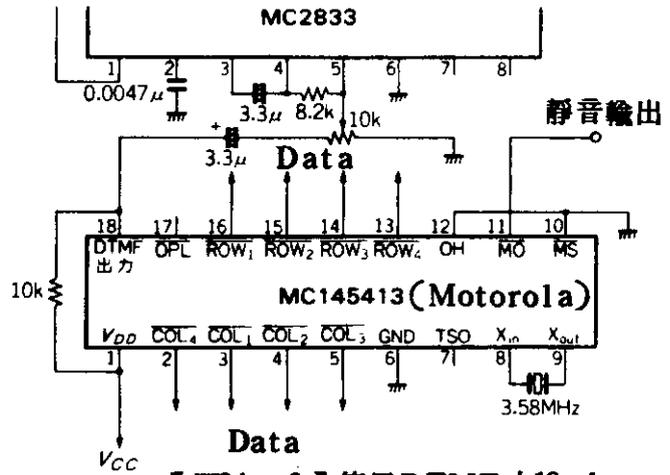
由於此PLL用IC具有發送、接收二項迴路，所以與FM接收用的IC組合在一起時就可以做全多工（Full Duplex）之收發報機。

本電路的動作如下，RF振盪器直接振盪出46或49 MHz之信號而後施予FM調變，再藉內部電晶體做功率放大，有時因為LC振盪電路的Q值不高，由緩衝級輸出（14端子）的電平就比較低，所以要依需求，使用二個內部電晶體，而送到PLL IC之回授信號則必需由第一級電晶體之後取出。

其他，也可以利用DTMF信號來代替聲音做為遙控的發送部份來使用，電路如圖34-6，DTMF信號是由MC145413脈衝/音調（Pulse/Tone）而用之撥號（Dialer）IC做成的，但是用其他的IC亦可。



【圖34-5】MC 145166之端子配置

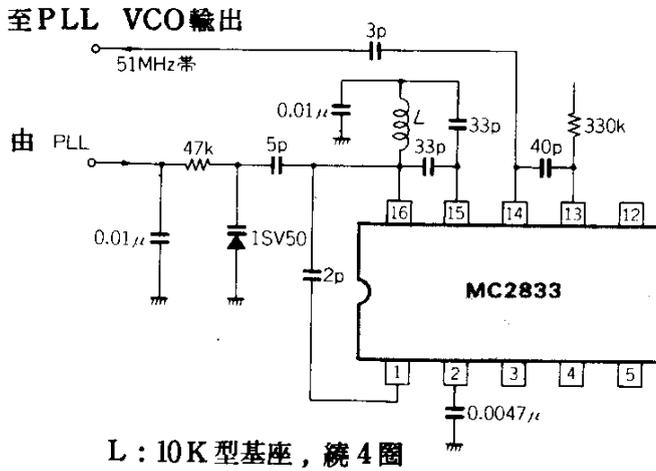


【圖34-6】使用DTMF之10 ch 遙控電路

【表34-1】MC 145166之頻率圖

INPUT				CH	Remote (MODE=0)				Base (MODE=1)			
D3	D2	D1	D0		$f_{in 2}$		$f_{in 1}$		$f_{in 2}$		$f_{in 1}$	
					$f_{vco}$ (MHz)	N						
0	0	0	1	1	49.6700	9934	35.9150	7183	46.6100	9322	38.9750	7795
0	0	1	0	2	49.8450	9969	35.9350	7187	46.6300	9326	39.1500	7830
0	0	1	1	3	49.8600	9972	35.9750	7195	46.6700	9334	39.1650	7833
0	1	0	0	4	49.7700	9954	36.0150	7203	46.7100	9342	39.0750	7815
0	1	0	1	5	49.8750	9975	36.0350	7207	46.7300	9346	39.1800	7836
0	1	1	0	6	49.8300	9966	36.0750	7215	46.7700	9354	39.1350	7827
0	1	1	1	7	49.8900	9978	36.1350	7227	46.8300	9366	39.1950	7839
1	0	0	0	8	49.9300	9986	36.1750	7235	46.8700	9374	39.2350	7847
1	0	0	1	9	49.9900	9998	36.2350	7247	46.9300	9386	39.2950	7859
1	0	1	0	10	49.9700	9994	36.2750	7255	46.9700	9394	39.2750	7855

## 窄頻帶 FM 發射機



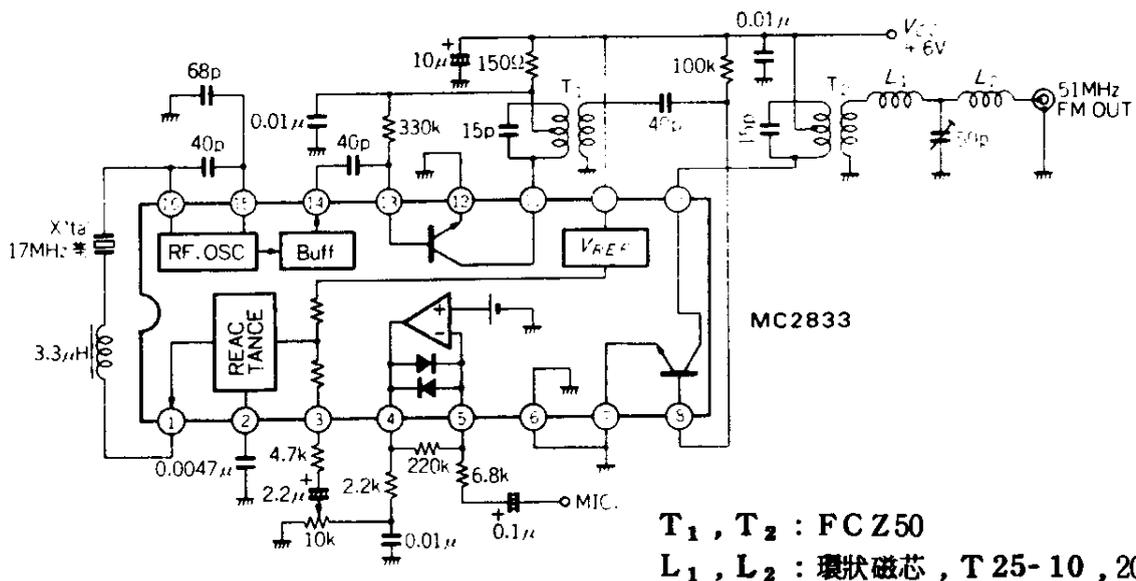
【圖35-2】PLL VCO 例

出經端子 11, 12, 13 之電晶體做頻率三倍增, 此係 LC 共振電路為 51 MHz 所致, 頻率三倍增後, 最大頻率偏移量便可達  $\pm 6.9$  KHz, 是窄頻帶 FM 發射機的最適當偏移量。然後以端子 7, 8, 9 的電晶體將此倍頻器的輸出進行功率放大, 放大至輸出為 3.5 mW, 輸出電路接成 T 型濾波器, 除了可以降低混附 (Suprious) 信號外, 尚可與天線取得阻抗匹配。IC 內部的倍增, 功率放大用電晶體都是 NPN 型,  $f_T = 500$  MHz,  $P_c = 85$  mW。此外, 若將 RF OSC 之型態改成 VCO 電路就能做成 PLL 電路, 如圖 35-2 所示。

將 FM 調變抓到 VCO 的方法, 首先要從相位檢波器著手, 將控制 VCO 電路的信號時間常數設定在 20-30 mS, 因此, 像聲音信號 (300 Hz 的週期為 3.3 mS) 般時間常數短的 FM 調變信號加到 VCO 時, PLL 相位檢出電路就會檢出相當於加上 FM 調變的相位差。以此相位差檢出信號就能控制 VCO 電路, 但是有 20-30 mS 之時間常數, 所以能完全吸收 3.3 mS 之變化。

MC2833 (Motorola) 是為了無線電話機及 FM 通信用而開發的 IC, 內部是由麥克風放大器, RF 振盪器, 電抗電路, 二個高頻放大用電晶體所組成的因此以一個 IC 就能將 FM 調變予以倍增, 甚至功率放大, RF 振盪電路是屬於柯爾必茲電路, 可適應於做 LC 振盪電路及石英晶體振盪電路。

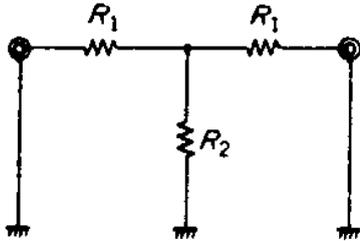
圖 35-1 為 51 MHz FM 發射機的電路例。基本波係使用 17 MHz 之石英振盪晶體再串接上電感 L 形成 VCO 電路做 FM 調變, 振盪頻率會比石英振盪晶體的標示頻率低數 KHz, 最大頻率偏移量為  $\pm 2.3$  KHz。此石英晶體振盪輸



【圖35-1】窄頻帶 FM 發射機 MC2833

# 附 錄

## 型衰減器



【圖A】 $\pi$ 型衰減器

為配線所引起之不當耦合與輸入、輸出之絕緣 ( Isolation ) 不完全所致，因此，若要得到更大的衰減量就要再加數段方能得到所需數值。

高頻電路中經常使用如圖 A 所示之衰減器以取得輸入、輸出電平之正確衰減量及做為緩衝級 ( Buffer , Pad )，表 A 為阻抗 50  $\Omega$  的  $\pi$  型衰減器的電阻數值。一段的衰減量 ( Attenuation ) 在計算上雖然能任意取得，但是實際上大約在 30 ~ 40 dB 左右，這是因

減衰量 (dB)	$R_1$ ( $\Omega$ )	$R_2$ ( $\Omega$ )
1	5.77	870
2	11.6	436
3	17.6	292
4	23.8	221
5	30.4	178
6	37.4	150
7	44.8	131
8	52.8	116
9	61.6	105
10	71.2	96.2
20	248	61.1
30	790	53.3

【表A】 $R_1$  ,  $R_2$  之數值

## 專有名詞

Isolation：絕緣度；信號洩漏的大小。

Impedance Bridge：橋式阻抗器；測試阻抗的工具，SWR Bridge。

Cascade：串級連接。

Carrier：載波；傳送調變信號之信號波。

Local Oscillator：本地振盪器。

Gain：增益；放大的倍率。

Cold End：於電路等，信號電位對地 ( Ground ) 而言，較低端，地端。

Mixer：混頻器。

Strip Line：帶狀線；傳送線路的一種，傳送線路露出之部份

Super Heterodyne：超外差；外差方式的一種，輸出信號的頻率超過可聽頻率。

Splatter：鄰近頻道干擾。

Spurious：混附信號。

Tap：中間抽頭；在變壓器及線圈繞線之中途所引出之端子。

Duplex：雙工；發送頻率及接收頻率不相同的通信方式。

Tracking Generator：跟蹤產生器；與頻譜分析儀等組合在一起使用的掃描 ( Sweep ) 振盪器。

Tri-filar：三絲繞法。

Toroidal Core：環狀磁芯。

Bi-filar：雙絲繞法。

Buffer：緩衝級；為了不使次級影響到前級所加入的放大器。

Bypass Capacitor：傍路電容器。

Varactor：Variable Reactor 的簡稱；可變電抗器。

Varicap：Variable Capacitor 的簡稱；變容二極體。

Stray Capacitance：雜散電容；除了零件單體本身所具有的靜電容量之外，因零件配到方式之不同所產生的附加容

量。

Heterodyne：外差方式；輸入信號的頻率與輸出信號不同的放大方式。

Hot End：火端；於電路等，信號電位對地端而言較高端之點

Polyurethane Wire：有聚亞脂胺絕緣被覆之電線，以鉻鐵加熱時，其被覆會溶解，通常都使用於小信號高頻線圈之繞線。

Matching：匹配。

Reactance：電抗。

# 全文完

§ § § 謝謝收看 § § §

文件標題：實用高頻基本電路集 ( 王瑞利 )

製作群：

文稿 O C R：D D S C 通用小組

文稿 轉圖：

編 輯：

文字 整合：

校 對：

出刊日期： 1998-03-04 一版  
2000-02-27 改版  
2002-05-21 二改版

文件來原處：無線電界雜誌

文件類別：電子

本文件版權屬原輸出公司、出版社、圖書公司或原著作人所有，作商業用途者請自行洽上述公司，本文件僅可在非商業上流傳或供私人收集資料用，轉載時請完整轉載。

D D S C 出品，看眾有信心

## 檔名分析：

DDSC?XXX.RAR

文件編號

文件類別：

- 0 小說 / 文學類文章文件
- 1 天文文件
- 2 天文文件擴充
- 3 自然界文件
- 4 動物類文件
- 5 植物類文件
- 6 古代 / 史前動植物類文件
- 7 古代 / 史前文明類文件
- 8 科學類文件
- 9 地球大氣類文件
- A 古怪事物類文件
- B 娛樂類文件
- C 醫藥 / 學類文件
- D 教育類文件
- E 電子類文件
- F 電腦類文件

Document Digitize Service Center 製作  
1998-2002