

# 高壓輸電線電暈雜訊測試之研究 與量度儀錶之研製

The Study of Corona Noise Measurement for EHV Transmission Lines  
and A Circuit Design of RIV Meter.

李清和

## 中文摘要

本文之目的—方面在依現有文獻，對高壓輸電線之電暈放電現象與電波雜訊干擾等作一探討；另方面討論電波雜訊之量度與儀錶，並依據 NEMA Pub. No. C 63. 2-1963 ASA 之規定研製一實用之 RIV 量度儀錶。

最後，以量度實例來驗證本儀錶之性能，並提出更進一步研究發展時之建議。

## 英文摘要

One subject of this thesis is to describe the basic characteristics of corona discharge and radio noise from EHV transmission lines, the other is to discuss the methods for RI measurement and RIV meters. Also, design a practical, low cost measurement meter that follows the specifications of NEMA pub. No. C63.2 1963.

The validity of the RIV meter is demonstrated by 161 kV transmission line practical tests. It also suggests an improvement guide for further research in measurement meters.

## 符號說明

符號	意義
$E$ (kV/cm)	導體表面電位梯度
$S$ (dyne/cm)	水滴表面張力
$r$ (cm)	水滴半徑或圓筒電極之半徑
$d$ (cm)	兩平行圓筒電極間之距離
$V$ (V)	加壓兩電極間之電壓，或伏特
$X_m$ (kV/cm)	最大電位梯度
$X_c$ (kV/cm)	交流電暈開始發生之電位梯度
$V_c$ (V)	開始有電暈時之電壓
$h$	輸電線距地高度
$\delta$	相對空氣密度
$R$ ( $\Omega$ )	電阻
$L$ ( $\mu H$ )	電感
$C$ ( $\mu F, pF$ )	電容
$Q$	電晶體
IFT	中週變壓器
OSC	振盪
D	二極體
VR	可變電阻
OP	運算放大器
IPT	輸入變壓器
$n$ (匝)	繞線匝數
$f$ (Hz)	頻率
$Q$	品質因素
$Q_0$	中週線圈次級開路時之 $Q$ 值
$Q_L$	中週線圈次級接負載時之 $Q$ 值
$\mu A$	微安培
W	功率單位，瓦特
$T_D$	放電時間
$T_C$	充電時間
s	秒
RIV	電波干擾電壓
EHV	超高壓輸電線
$X_L$	感抗
$I_C$	電晶體集極電流
$I_E$	電晶體射極電流
$I_B$	電晶體基極電流
NEMA	美國電氣工業製造協會
ASA	American Standards Association
$r_c$ ( $\Omega$ )	電晶體集極看進去之電阻
$r_p$ ( $\Omega$ )	初級圈線電阻與次級反射電阻 $R_i$ 之並聯值

## 1. 緒 論

近一、二十年來輸電線 ( Transmission line ) 之電壓已發展至 EHV 範圍，而 UHV 輸電線則在陸續研究發展中。由於電壓相當地高，故於電線導體表面不均勻處常形成強烈之電位梯度，當此電位梯度高至某一程度以上，即造成電暈放電 ( Corona discharge )。

電暈放電為一種自續性之局部放電現象，其結果為使輸電線形成電暈損失及產生無線電波干擾雜訊 ( Radio interference RI )。後者對於廣播、通訊系統之干擾，為一般高壓輸電線設計上之一項重要考慮。

加大輸電線之導體直徑，表面之光滑處理……等，雖然可以減少雜訊之產生，然於合理之經濟條件要求下，要想使輸電線完全不產生 RI，實為不太可能之事。故一般於輸電線之設計，常需藉助經驗，理論上之計算，並以正確之儀錶及可靠之 RI 量度方法，事先測量實驗輸電線之 RI 值，加以數據分析，以期於可接受之 RI 強度下，設計出經濟合用之輸電線規則。

有關輸電線之 RI 限值與設計上之參考指引，近一、二十年來已有多篇專業性論文於國內外發表 [ 1 ] [ 2 ] [ 3 ] [ 4 ] [ 5 ] [ 6 ]。各文中對於 RI 特性之分析，準位限值之訂定及於設計上所建議出之一套依循定則雖不一定完全一致，然大抵皆能適合於 115 仟伏特至 800 仟伏特之高壓輸電線之要求。

而 RI 之量度方面，亦有多篇論文加以討論。例如：量度之程序、裝置及注意事項 [ 7 ]，量度之儀錶類型與特性 [ 8 ]，以及 RI 量度儀錶 ( RIV 錶 ) 之校正技術 [ 9 ] 等。

至於 RIV 錶電路之介紹則比較少見，目前台電使用之 RIV 錶，亦多為外購。由於市場問題之考慮，以及缺少對高電壓放電現象與電子儀錶都有研究之人員，故這方面也就較少人去從事研究。

本文之目的，一方面在依現有之文獻，對 EHV 輸電線之電暈放電現象及電波雜訊之干擾等作一探討。另一方面則討論有關電波雜訊之量度與儀錶等問題，並試作一低價格而實用

之 AM 頻段 R I V 錶。儀錶規格大致以 A S A C 63.2 1963 之條文為依據，且在合理之精確度與功能要求下，使電路結構簡單易製。

文中第二章專門討論 E H V 輸電線之電暈放電原理、機構、特性、影響等。第三章至第五章則皆與 R I V 錶有關，由 R I V 錶之類型探討，本機電路之設計，分析至量度實例之驗證等。於第五章後半部再對本儀錶之功能與價值作一評估與改進上之建議，以作更進一步研究發展時之參考。

最後一章為結論，願借本文，使對電暈雜訊之研究與量度儀錶 ( R I V 錶 ) 之設計及製作，能收拋磚引玉之效，更望不久的將來，國內能有更高精度與性能之 R I V 錶被發展出來，以供高壓研究上之所需。

## 2. EHV 輸電線之電暈放電及其影響

### 2-1 輸電線之電暈放電

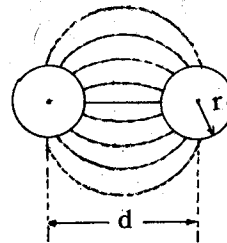
#### 2-1-1 有關之理論

設有二平行之圓筒電極 ( Parallel cylinder electrode )，則其所加電壓 ( V ) 與圓筒半徑 ( r ) 及最大電位梯度 ( X<sub>m</sub> ) 有如下之關係式 [ 10 ]：

$$V = 2 X_m \cdot r \cdot \ln \frac{d}{r} = 4.61 X_m \cdot r \cdot \log \frac{d}{r} \dots\dots\dots ( 2-1 )$$

於此 d 為兩電極間之距離。

( 2-1 ) 式中雖省略了兩電極之接近效應，但 d / r = 5 時，其誤差才只約 2.5%。右圖示此種電極之電場分佈情形。



若 d > 30 r 時，先發生電暈放電，然後才發生火花放電。d < 30 r 時，則不經電暈狀態。

圖 2-1 平行圓筒電極之電場分佈

經別克 ( F.W. Peek ) 實驗之結果，得產生交流電暈之開始電位梯度設為 X<sub>c</sub>，則 [ 10 ]

$$X_c = 29.8 \delta \left( 1 + \frac{0.301}{\sqrt{r \delta}} \right) [ \text{kV/cm} ] \dots\dots\dots ( 2-2 )$$

( 於此 δ 為相對空氣密度 )

代入(2-1)式，得開始有電暈時之電壓  $V_c$  為

$$V_c = 4.61 X_c \cdot r \cdot \log \frac{d}{r} = 137.4 \delta \cdot \log \frac{d}{r} \left( 1 + \frac{0.301}{\sqrt{r \delta}} \right) \text{ [ kV ] } (2-3)$$

若電極表面不太光滑，例如使用絞線等， $V_c$  將比上式稍低。

輸電線就是一種平行圓筒電極且  $d > r$  之情形。如離地高度  $h$  有一導線，此導線加電壓之後計算其電暈 (Corona) 電壓時，考慮其影像 (Image)，應用(2-1)式得

$$V_c = 2.30 X_c \cdot r \cdot \log \frac{2h}{r} \dots\dots\dots (2-4)$$

式中， $V_c$ ：電暈放電開始電壓。

$X_c$ ：發生交流電暈放電時之電位梯度。

### 2-1-2 輸電線的開始放電電壓

一般而言，若輸電線導體表面無灰塵、缺陷或其他雜質時，隨著所加電壓之上昇，電壓達到某值之後，突然會產生全面性之電暈放電 (Corona discharge)，並可聽到電暈放電聲音，如在陰暗處，還可以看到很明顯之暈光。

此時，電極表面之電位梯度是根據 F.W. Peek 的實驗式(式 2-2)算得。然而，實際上之架空輸電線導體的表面並非如上所述那般光滑，故其導體表面的電位梯度必較(2-2)式所得者為高，而可以下式計算之：

$$\frac{V_R}{V_c} = \frac{1}{K} \sqrt{\frac{R}{r}} \dots\dots\dots (2-5)$$

式中， $V_R$ ：輸電線導體的開始電暈放電電壓。

$V_c$ ：導體單一條時之開始電暈放電電壓。

$R$ ：絞線的總孔徑之  $\frac{1}{2}$ 。

$r$ ：最外層單一導體之半徑。

$K$ ：實驗所得之常數，於圖(2-2)中，(a)圖為 1.15，(b)圖則為  $(1.15)^2$ 。

由(2-5)式，可知最外層導體直徑之大小與開始電暈放電之電壓有關。

對於電暈放電開始電壓之影響，較重要者有以下數項 [ 11 ]：

#### 1. 水滴及表面之不連續性之影響

下雨時，水滴留於輸電線表面。當導體上加有電壓時，往往因電場所形成之電力超過水

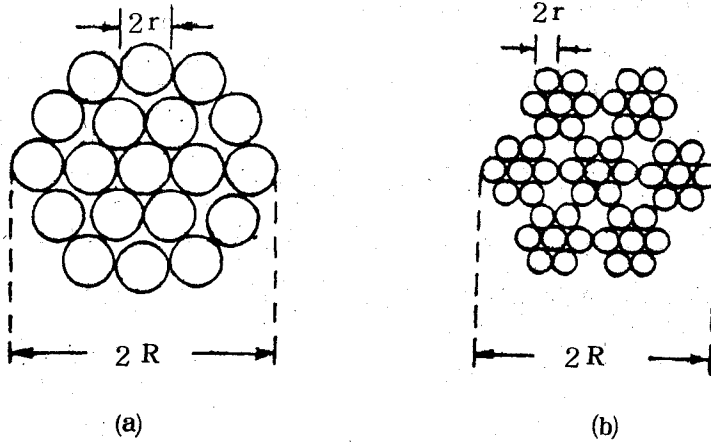


圖 2—2 絞線導體剖面圖

滴之表面張力 ( Surface tension )，使水滴成爲尖形，如圖 ( 2—3 ) 所示。於是含有很小電荷的水滴受其尖端作用而爆開，Boulet 氏及 Jakubdzyk 氏發現，水滴之爆開發生在下式所示情況。

$$E \geq 0.447 \sqrt{\frac{S}{r}} \dots\dots\dots ( 2-6 )$$

於此，E：導體表面電位梯度 ( kV/cm )

S：水滴表面張力 ( dyne/cm )  
r：水滴半徑 ( cm )

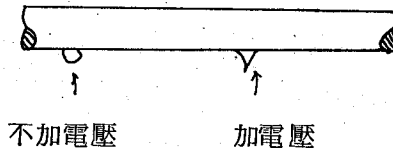


圖 2—3 導體上電場對水滴形成之影響

導體表面的尖形未爆開之帶電水滴可大大地降低電暈放電開始電壓，亦即大大地增加了無線電波干擾 ( R I ) 雜訊之強度與電暈損失。由於一條導體在其底部可以保持之水量自有其限度，因此在某一限度以上，雨量雖再增加，其雜訊強度與電暈損失很少變化。

除上述因下雨而殘留之水滴外，附着於輸電線導體表面之植物、昆蟲殘骸、灰塵、及導體表面製造時之缺陷皆能使電暈開始電壓降低，且影響相當大。

2 相對空氣密度與濕度之影響

氣態中之電離作用，受氣壓之高低與氣體種類有很大之影響。西元 1889 年 Paschen 氏發現，均勻氣隙中的破壞電壓是與該氣隙內氣壓與氣隙長度乘積呈一定關係的。至 1939 年 L. B. Loeb 氏提出其研究結果指出 [ 11 ]，除非在氣壓與氣隙長乘積很小範圍內，氣壓

(或相對空氣密度)增加時火花放電電壓也增加。1958年J. D. Cobine 發表說明,謂氣體密度之影響較氣體壓力之影響大。其主要原因為氣體密度的變動因素內已包括由於氣溫之變化所引起之氣體分子平均自由行程的影響在內,而氣體分子之平均自由行程將大大影響放電電壓之高低。

通常氣體密度對開始電暈放電電壓(或電位梯度),可以下式表之〔11〕

$$E_c = E_0 \delta^k \dots\dots\dots (2-7)$$

於此,  $E_c$ : 實際之開始電暈放電電壓(或電位梯度)。

$E_0$ : 標準氣壓與氣溫下,電暈開始電壓(或電位梯度)。

$\delta$ : 相對空氣密度。

$k$ : 常數,約為0.5~1.0間值。

一般如圓筒電極之不均勻電場,  $k$ 值約為0.76。

濕度,對於不經電暈即直接火花放電之情況,影響不大〔10〕。但刷子型電暈(Brush corona)與線條電暈(Streamer corona)則當濕度提高時,由於電子會附着在空氣中之水分子成爲負離子,以致降低移動能力,而妨礙電暈之發展。

至於對電暈雜訊之影響,有以下兩種情形:第一,由於互相接觸附着,高濕度會抑制電子之累增。第二,高濕度同時亦產生較多的水氣集中在導體表面,於是導體周圍的浮動空氣層成爲更容易導電之狀態。後者的影響在導體上產生更多之電暈點而增強R I雜訊。

### 3 空氣動態之影響:

空氣動態(風力)經常對R I雜訊有若干影響。由於風力可將導體附近之空間電荷移走,而這空間電荷又有抑制引起電暈雜訊的正性線條(Positive streamer)效用,因此,風速增加時,電暈放電電壓可降低,且增加了電暈雜訊。

## 2-2 輸電線之電暈雜訊及其影響

如前節所述,輸電線電壓高至某值以上時,即會形成局部之電暈放電。電暈放電之主要影響,在產生電暈損失與無線電波干擾雜訊。前者之損失,幾可忽略,然後者之影響,則需有相當的對策予以防止。

### 2-2-1 電暈雜訊之產生機構與傳播

當有一電暈放電產生時,不管其產生之原因如何,此種放電形式是屬於衝擊性的。發生電暈後,其附近之空氣即受其影響而離子化,而電暈消失後,電離作用便消失。如此,即形

成電波效應，發出電波訊號（此即 R I 雜訊）。

由實驗可以明顯看出〔8〕，交流電暈總開始於負半週。負性電暈通常侷限於導體表面之不規則點，所形成之高電位梯度區域。當送電線之某一點發生負性電暈時，由短脈衝所組成之放電電流集中於送電電壓波形之頂部。在接近負性電暈起始電壓點附近只有少數之脈衝，然電壓漸昇時，脈衝數即急劇增加。於一般情況下，負性電暈大致聚集於電暈放電點，其顏色為青色，且常發出高頻之嘶嘶聲。

正性電暈常發生於前一負性電暈區域，但並不一定為同一點。於乾淨之金屬導體表面，正性電暈放電常具間歇性，但當表面沾有灰塵等雜物時，即變得相當穩定。通常，正性電暈與發光放電之線條電暈相似，其線條可由導體表面呈樹枝狀向外延伸數英寸遠。其顏色呈橘紅色，並產生較負性電暈較低頻率之擗拍碎裂聲。

正性電暈之幅度比負性電暈一般高出很多（約 10 的數次方倍），雖然二者形成之脈衝串（Pulse trains）皆為電波雜訊來源，但可斷言地，R I 雜訊主要係來自正性電暈放電。

電暈放電之電波雜訊是會移動的，在導線上則沿導線面傳播。由於各導線間之距離不同，條件不同，感應也不同，所以其傳播便有各種不同之模式（Mode）〔12〕。此外，電波雜訊於垂直送電線之輻射方向，亦成一種進行狀態，如（2—4）圖所示。

沿導線進行之電波雜訊衰減較慢（等於電波沿導波管傳播一般），而輻射方向則衰減較快，數十公尺外即已很微弱了。

例如：以 Principle mode 傳播之電波雜訊其沿線（縱向）衰減約 6 dB/mile，（1 mile = 1.6 公里），而側向（輻射方向）則其 R I V（電波雜訊電壓， $\mu V$ ）與 R I 電場強度（ $\mu V$

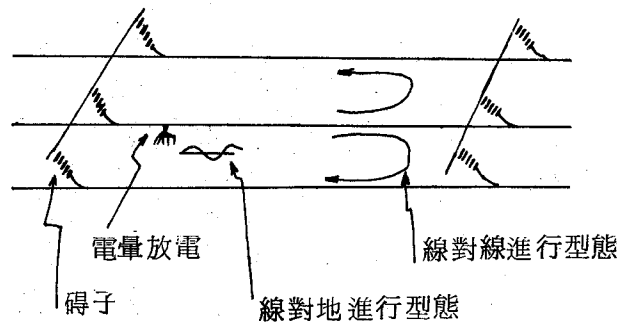


圖 2—4 電暈雜訊傳播型態

／m）之比值，於距送電線 100 英尺（一英尺 = .3048 公尺）處約 200 至 300〔7〕。因此，假設有一碍子串產生 2000  $\mu V$  之電暈雜訊，當放置一量度儀錶於沿線一英里，距線側面 100 英尺處時，所讀得之 R I 強度應小於〔2000 ÷ 2 ÷ 200〕或 5  $\mu V/m$ 。

#### 2—2—2 電暈雜訊之頻譜及其影響



由過去之文獻指出〔5〕〔7〕，根據多次實驗結果，純由送電線導體所產生之雜訊，其主要頻譜約在 0.2 至 1.6 MHz 間，而由其他某些輸電線系統組件，形成之間隙型 (Gap type) 放電雜訊，則可能在較高之頻率範圍 (例如 FM 甚或 TV)。

這些送電線電波雜訊於電線跨越住宅區時，即對收音品質造成干擾，尤以較弱電台訊號為然。因此，在國內電力公司於建立輸電系統時，常需於 EHV 輸電線兩旁購買路權 (Right of way)，並於輸電線之規格上加以試驗，以期減少由於 EHV 輸電系統干擾收音品質所造成之紛爭。

### 3. 電波雜訊之量度與儀錶

#### 3—1 電波雜訊之量度

如前章所述，EHV 輸電線之 RI 頻譜一般皆在調幅 (AM) 頻段，而於此頻段之中央 (約 1 MHz 附近) 區，一般為電台較多之處，故此區間之電波雜訊影響最大。NEMA STANDARD, Pub. No. 107 1964 之條文指出，根據對 RI 之研究結果，於產生電波雜訊時，可於 1 MHz 量得其強度，因為一般之雜訊脈寬約  $1 \mu s$ ，隔數十至一百  $\mu s$  間斷重複，故以此單一頻率量測最具代表性。

依該條文之規定，量度之參考頻率為 1 MHz，其背景雜訊應在 RIV 值 - 6 dB (亦即  $\frac{1}{2}$  倍) 以下。若於某地有本地電台或雜訊，其頻率適巧在 1 MHz，則可選擇該頻率附近無干擾之頻率處量之。

使用之測量儀錶必須大致符合“AMERICAN STANDARD SPECIFICATIONS FOR RADIO-NOISE AND FIELD-STRENGTH METER, 0.015 TO 30 MEGACYCLES/SECOND”，C 63.2 - 1963，所訂之規格〔14〕。

至於量度程序，包括儀錶之放置、讀取、以及其他注意事項則已有前人於論文中提及〔7〕，且在不久之將來會漸漸改進以臻完善。

#### 3—2 量度標準之判斷

由於同一輸電線長度相當可觀，各段所處之情況互異，故欲以一固定之數值來作為其 RIV 值標準實為不合理的。因此乃改以接收品質或訊號雜音比 (S/N Ratio) 來作判斷之依據，在過去之已發表文獻中，多以人耳收聽之滿意程度分為六級：

A (或 5)：完全滿意。

- B (或 4) : 很好, 很適服, 背景雜訊很難聽見。
- C (或 3) : 尚稱滿意, 但背景雜訊已清晰。
- D (或 2) : 背景雜訊很清楚, 不過講話聲亦容易明瞭。
- E (或 1) : 講話聲音僅於高強度時方能聽明白。
- F (或 0) : 講話聲音分辨不清。

下圖 ( 3-1 ) 即為收音品質對 S/N 比之曲線圖 [ 7 ], 表 ( 3-1 ) 即為收音品質對 S/N 比之曲線圖 [ 7 ], 表 ( 3-1 ) 則為接收品質對應之近似 S/N ( dB ) 值, 此 dB 值乃相對於 1  $\mu$  V/m 而言者。

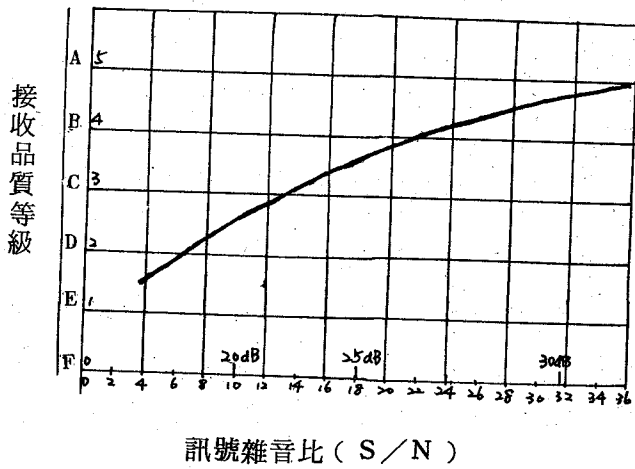


圖 3-1 EHV 輸電線電波雜訊與接收品質, 聽測結果

對於高壓輸電線之 RI 界限, 加拿大魁北克之高壓研究機構曾發表論文提出實用之建議值如表 ( 3-2 ) [ 2 ]。

接收等級	等級說明	近似 S/N ( dB )
A	完全滿意	32
B	適服, 背景雜訊不清楚	27
C	尚稱滿意, 背景雜訊已清晰	22
D	雜訊很清晰, 但說話聲仍易明瞭	16

表 3-1

輸電線之標稱相對相電壓，k V	距導體表面 15 公尺之 R I 界限值 ( dB ) ( 對 $1 \mu V / m$ 而言 )
< 100	37
100 — 200	43
200 — 300	48
300 — 400	52
400 — 600	55
> 600	58

表 3—2 高壓輸電線實用之 R I 界限值

這些值之擬定乃是以距離輸電線固定 15 公尺（由輸電線外圍表面起算）處，全年的 80 % 時間內均能得到 C 級以上之接收品質時之 R I 強度。

由上之討論知，同一條 EHV 輸電線，其 R I V 界限值乃依地而異。例如，偏遠地區廣播訊號弱，故 R I V 界限值亦相對地低；而都市中廣播訊號較強（假設電台設於市區），故 R I V 界限值可相對提高。

### 3—3 量度儀錶 (RIV 錶)

R I V 錶可大略地分為：AM，及 ( FM, PM ) 兩種，FM 即頻率調變 ( Frequency modulation )，PM 即相位調變 ( Phase-modulation ) [ 8 ]。目前美、加及國內使用之 R I V 錶皆以 A S A 標準規格為依據 [ 14 ]。

平常使用最廣者即為 AM 型之 R I V 錶，本文之下面章節中主要即在討論此種 R I V 錶之電路與製作。

AM 型 R I V 錶大致可分為兩部份，一為天線至檢波前包括高放級、混頻級、中放級（數級）等部份；另一為檢波器電路至指示錶部份（如 ( 4—1 ) 方塊所示）。前半部對各種 AM 型 R I V 錶言，大致是相同的；然後半部之檢波電路則有四種類型。即平均值 ( Average )、有效值 ( rms )、準峯值 ( Quasi peak, QP )、及峯值 ( Peak ) 等檢波電路。測量接收電暈雜訊之性能，一般使用 QP 檢波之 R I V 錶。因若測量平均值，訊號太低，無甚意義。而對峯值，收音機也不反應，故亦無意義且不重要。能夠測量收音機所能反應之電波訊號，也即需要測量到該種寬度的電壓才有意義，故應以準峯值 R I V 錶來測量電

量雜訊之訊號。

Q P 檢波電路對電暈雜訊脈衝之反應，有以下之特性〔8〕：

- 1 Q P 之讀值直接與雜訊電流或電壓之脈衝寬度  $\delta$  及振幅 A 成正比。
- 2 Q P 之讀值直接與有效頻寬 (R I V 錶)  $\Delta f$  及 Q P 因素成正比。所謂 Q P 因素即 Q P 對峯值讀數之比值，於電源頻率之情況下，其值近於 1。
- 3 當電暈脈衝或脈衝串之間隔大於  $1 / \Delta f$  秒時，對 Q P 電路將無累積特性，亦即 Q P 對某一脈衝或脈衝串之反應不受脈衝或脈衝串之覆率之影響。
- 4 當上述脈衝之間隔小於  $1 / \Delta f$  秒時，Q P 讀值將為脈衝間隔之函數。
- 5 Q P 讀值於脈衝串長於  $1 / \Delta f$  秒以後之部份不受影響。
- 6 R I V 錶之 Q P 讀值乃是於相當  $1 / \Delta f$  秒時間內對電暈脈衝振幅、脈寬及間隔等各變數採平均反應所得之值。

上述之 Q P 檢波電路特性皆指根據 ASA . C 63.2 規格設計之 R I V 錶者而言，有關儀錶之其他方面特性，統於下章討論。

## 4. R I V 錶之設計與製作

### 4—1 儀錶之要求規格

R I V 儀錶之規格大致皆以 ASA . C 63.2 1963 所訂之場強計條文為依據，唯本機僅專用於電波雜訊之量度，故其附加之額外功能（該規範已註明，如某些項目於某種使用場合無需用到時可予省略。）如非必需，儘量予以簡化刪去。且有些規格亦依近年發表之論文中提及者，加以適度修正。有關 ASA . C 63.2 1963 條文中，與本 R I V 錶電路要求相關者，摘要列於附錄上，而其詳細內容可參考本文末之文獻〔14〕。

### 4—2 本機重要特點

4—2—1 檢波部份採準峯值檢波 (Q P detector) 與一般之音頻 (Audio frequency) 檢波兩種。前者主要用於測定電暈雜訊之強度，後者則用於監聽，以防收到本地電台。

4—2—2 頻寬響應定為約 6 kHz，此頻寬比一般之通訊機寬，而比一般 AM 收音機（約 10 kHz）窄。目前許多文獻提及之 R I V 錶，其頻寬多為 6 kHz 者。

4—2—3 功率放大電路 (Power amplifier) 不採用傳統之推挽式 (Push pull)

而將雜訊先予昇壓，再經一級緩衝級 ( Buffer ) 予以電流放大。如此，一為配合使用之 IC 運算放大器，二為使 Q P 電路之前級阻抗更易把握。

4—2—4 Q P 檢波後之直流放大電路，以單電源 ( 6 V ) 供給之 IC 運算放大器來作，一來提供一高阻抗給 Q P 檢波電路，二來可收電源系統簡化之效。

### 4—3 電路方塊圖與各部功能之概述

本機電路之主要方塊圖如圖 4—1 所示。電路之細部工作情形與有關之計算則於後面章節中說明。

#### 4—3—1 衰減器與高頻放大級

在天線輸入端不直接作訊號之調諧，而先經衰減器與高放級，如此可使輸入阻抗為近似定值之要求容易達成，而不受接收頻率之影響。

#### 4—3—2 輸入調諧、本機振盪、與混頻級

本部份電路在選擇所需之頻率訊號，經由輸入調諧電路送往混頻級與來自本機振盪器 ( Local oscillator ) 之訊號進行混頻以得 455 kHz 之中頻輸出。

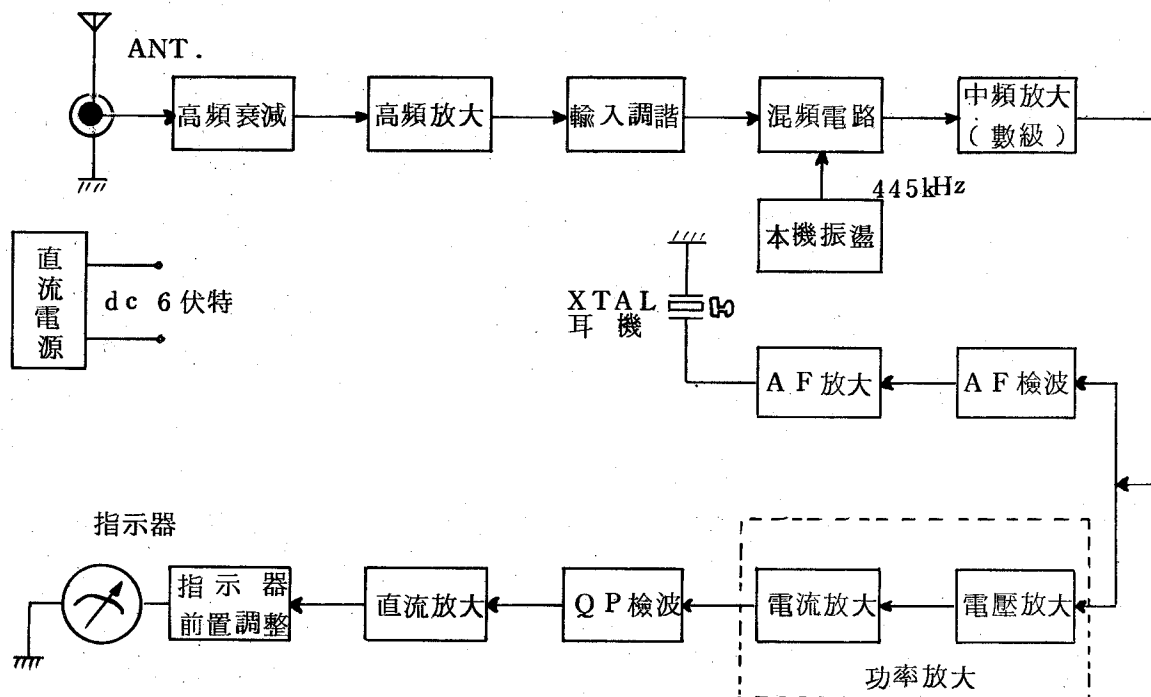


圖 4—1 R I V 錶方塊圖

#### 4—3—3 中頻放大級

本方塊包括數級中頻放大與調諧，主要工作在處理全機之靈敏度、頻寬與阻抗匹配等問

題。

4-3-4 AF 檢波放大與耳機監聽輸出

音頻 (AF) 檢波之工作與一般之 AM 收音機相同，在檢出調幅波之音頻部份，送至音頻放大電路放大。耳機監聽輸出旨在選擇無電台頻率時作檢查用，以便使 R I V 錶之量測確為電波雜訊而非廣播訊號。

4-3-5 功率放大級

此級分別為電流與電壓放大 (主要為電流放大)，在送入下級作準峯值檢波時，本級之電壓準位要夠大，且輸出阻抗要低，如此作準峯檢波時各項參數才好把握。

4-3-6 準峯值檢波電路

準峯值檢波電路要求充電時間約 1 ms，而放電時間約 600 ms 左右。其輸出值約與對應之正弦波 rms 值相當，且為直流訊號。

4-3-7 直流放大與指示器前置調整

直流放大級在於放大 Q P 檢波輸出訊號，以推動指示器，前置調整電路則在調整直流放大輸出之訊號強度，使指示器之響應能適合吾人要求之範圍。

4-3-8 指示器

本指示器為一微安 (Micro Ampere) 電流表，用以指示接收到之雜訊強度。

4-4 細部電路之分析與計算

本機電路總圖示於圖 4-12。於此節中將對各零件之規格與用途加以說明。

4-4-1 輸入天線與衰減電路

天線使用垂直 (Vertical) 型，特性阻抗為 50 Ω，實際長度約 1 ½ 公尺 (可調)，有效長度一般為其 0.5 ~ 0.6 倍 [ 15 ]，約為 0.75 ~ 0.9 公尺。所謂有效長度即天線動作的有效部份之等值高度，由於天線感應訊號電流強度基部最大，頂部最小，如圖 3 所示。

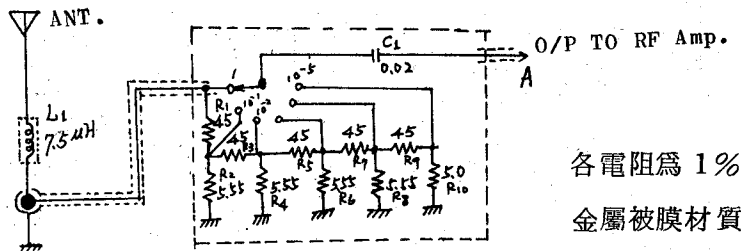


圖 4-2 天線與輸入衰減器

故其有效長度比實際長度為小。7.5 μH之電感在修掉天線本身之容抗。天線收到之訊號，首先經由衰減器處理，如圖4-2之R<sub>1</sub>至R<sub>10</sub>所示，共分為六級每級衰減20 dB。衰減器採用梯形網路（Ladder circuit），其阻值比為45：5，於此忽略了RF放大之輸入負載效應。

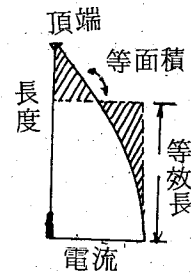


圖4-3 垂直天線之電流分佈與有效長度

梯形網路可由下面公式計得其阻值：

設  $R_9 = 45 \Omega$  ,  $R_{10} = 5 \Omega$

則  $R_8 \parallel (R_9 + R_{10}) = R_8 \parallel (50 \Omega) = 5 \Omega$

取  $R_8 = 5.55$

其餘之R<sub>2</sub> , R<sub>4</sub> , R<sub>6</sub> 比照上法計得。

4-4-2 高頻放大級

本機採用非調諧式之高頻放大，將前級由C<sub>1</sub> 耦合電容送來之高頻訊號予以放大，如圖4-4所示。

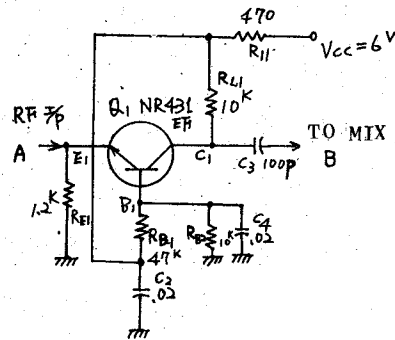


圖4-4 高頻放大級

採用高頻放大，可提高靈敏度與選擇性，減小假像干擾。且非調諧式，前面之衰減級較好處理，其衰減倍率之精度不太受接收頻率之影響。

由於本級採用非調諧式，故將Q<sub>1</sub> 接成共基極放大型，以便有較寬之頻率響應。Q<sub>1</sub> (NR431 EF) 為一低雜訊小訊號放大用電晶體，其頻率響應可達600 MHz，耐壓V<sub>CEO</sub> 約15 V，I<sub>c</sub> 最高達30 mA。一般高放級I<sub>c</sub> 約為350 μA 即已足夠（因訊號很小），且放大時，集極電阻跨壓可取為V<sub>CE</sub> 之1.5倍，射極電阻跨壓約V<sub>CC</sub> 之1/10倍〔16〕。因此：

$$R_{L1} = \frac{V_{CC} - V_{CE} - \frac{1}{10} V_{CC}}{350 \mu A} \dots\dots\dots (4-1)$$

將上述數據代入4-1式得

$R_{L1} = 10^k$  (本機之V<sub>CC</sub> = 6 V)

而  $R_{E1} = (1/10 V_{CC}) \div (350 \mu A) = 1.7^k$ ，考慮基極電流，取  $R_{E1} = 1.2^k$ 。

$R_{B1}$  與  $R_{B2}$  構成  $Q_1$  之偏壓電路， $V_{B1}$  電壓為  $V_{BE}$  ( active ) 加上  $V_{E1}$  約為 1.0 V

，而

$$V_{B1} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \times V_{CC} = 1.0 V \dots\dots\dots (4-2)$$

解得  $R_{B1}$  約為  $R_{B2}$  之 5 倍，於小訊號放大器中  $R_{B2}$  應約取為  $R_{E1}$  之 10 倍 [ 16 ]，故取：

$$R_{B2} = 10^k$$

$$R_{B1} = 47^k$$

於本級電路中， $C_2$  與  $R_{11}$  為退交連電路，濾除電源高頻雜訊。而  $C_4$  為高頻傍路電容， $C_3$  為耦合電容， $C_3$  之值應大於  $\frac{1}{2} \pi f R_i$ ， $R_i$  為由變頻級得來之反射阻值，約  $8^k \Omega$  ( 見下節 ) 而  $f$  為所欲通過之最低頻率，於本機中取為 500 kHz，故  $C_3$  應約大於 40 pF 以上，取其值為 100 pF。

由 RF 放大級約可得 15 至 20 dB 左右之增益。

4-4-3 輸入調諧與混頻電路

本級電路如圖 4-5 所示。輸入調諧部份，修整電容  $T_A$  約 15 pF，調諧電容  $C_A$  則最大為 140 pF，為使其能調諧於 500 kHz 至 1600 kHz，由下式計得電感值  $L_1$

$$f = \frac{159200}{\sqrt{LC}} \text{ kHz} \dots\dots\dots (4-4)$$

上式中  $L$  為  $\mu H$ ， $C$  之單位為 pF， $f$  為諧振 ( Resonance ) 頻率 [ 18 ]。

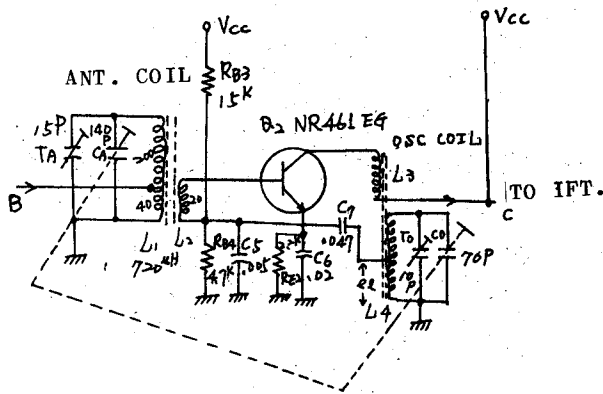


圖 4-5 輸入調諧與混頻電路



由 4—4 式可得  $L_1$  值約在  $720 \mu H$  間，實際繞線匝數如圖示，次級之匝數主要在考慮調諧線圈之  $Q$  值與下級輸入 ( $Q_2$ ) 阻抗之關係。若選擇其匝數為 20，則因  $Q_2$  之輸入阻抗約為  $2^k$  (即交流阻抗  $h_{ie}$ ，由於射極  $C_6 = 0.02 \mu F$  之交流旁路電容已足夠大，故不考慮  $R_{E2}$  之效應)，反射至  $Q_1$  集極之阻抗，由匝數比可算得為  $8^k \Omega$ 。

輸入調諧電路選擇所欲之頻率送入  $Q_2$  與本機振盪頻率混頻，以產生 455 kHz 之中頻。振盪線圈與電容構成之最高諧振頻率需高於最高接收頻率 455 kHz (本機係採用超外差混頻， $f_i = f_0 - f_s$ ， $f_i$  為中頻頻率， $f_0$  為本機振盪頻率， $f_s$  為訊號頻率) 故  $C_0$  值較  $C_A$  值小，以便產生較高頻率。

訊號由  $Q_2$  之集極線圈  $L_3$  感應至  $L_4$ ，但相位相反，此感應電壓與基極訊號則為同相，故經由  $C_7$  交連至  $Q_2$  基極後即形成正回授產生振盪， $C_7$  之值為實際試得者。

由於混頻級採用自激式 (Self-exciting)，故  $Q_2$  既為振盪亦為混頻電晶體，其  $I_c$  工作電流值一般取為  $300 - 500 \mu A$  之間，而由  $L_4$  中間抽頭至地的振盪感應電壓約為 0.15 至 0.25 V 時有最大之混頻增益 (Conversion gain, CG,  $CG = P_1/P_s$ ， $P_1$  為中頻訊號之功率， $P_s$  為混頻級輸入功率) [ 19 ]。

$R_{B3}$  及  $R_{B4}$  為  $Q_2$  之偏壓電阻，用以定其直流工作點， $R_{E2}$  為直流自偏壓電阻，用以穩定  $I_c$  之值。若假設  $I_c$  約  $350 \mu A$ ，則  $R_{RE2}$  為  $2.2^k \Omega \times 350 \mu A = 0.77$  伏特，若  $Q_2$  之  $V_{BE}(\text{active}) = 0.7$  伏特，則依上節之計算  $R_{B4} / (R_{B4} + R_{B3}) = 0.245$ ，亦即  $R_{B3}$  約為  $R_{B4}$  之 3 倍，故取  $R_{B3} = 15^k$ ， $R_{B4} = 4.7^k$ 。

#### 4—4—4 中頻放大電路

本部份電路如圖 4—6 所示，採用了四級中週變壓器及三個電晶體。由混頻級送來之 455 kHz 中頻送入本級處理。

由於中頻頻率固定，故中頻變壓器 (IFT) 之初級與次級皆與中頻取得諧振。初級與中頻成並聯諧振，阻抗高，為  $2\pi f L Q$ ，故對前級放大器而言，負載效應低。次級為串聯諧振，阻抗低 (約等於線圈直流電阻)，電流大，電壓高，不但能與下級之阻抗匹配且能得高增益之效果。

中週變壓器之匝數比依下列式子決定，視選用之電晶體而有所不同。

假設： $r_c$  為  $Tr_1$  集極看進去之電阻

$r_p$  為初級圈線電阻，本級輸出電阻與次級反射電阻  $R_i$  之並聯值

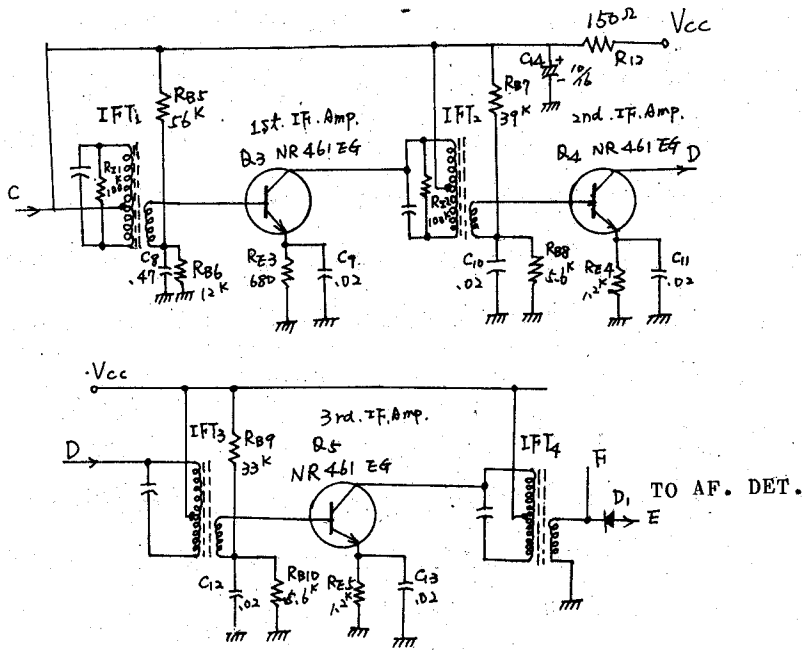


圖 4-6 中頻放大電路

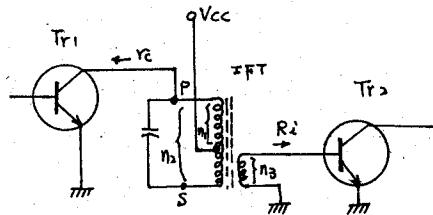


圖 4-7 中頻變壓器匝數之決定

$Q_0$  為無次級負載時之線圈  $Q$  值

$Q_L$  為加有次級負載時之  $Q$  值

則 [ 19 ]

$$\frac{n_2}{n_3} = \sqrt{\frac{2 r_p \frac{Q_0}{Q_L}}{\left(\frac{Q_0}{Q_L} - 1\right) R_i}} \quad (4-5)$$

$$= \sqrt{\frac{2Q_L \cdot \omega L \frac{Q_0}{Q_L}}{\left(\frac{Q_0}{Q_L} - 1\right) r_c}} \dots\dots\dots (4-6)$$

$$\frac{n_2}{n_3} = \sqrt{\frac{2 r_p \left(\frac{Q_0}{Q_L}\right)}{\left(\frac{Q_0}{Q_L} - 1\right) r_c}} \dots\dots\dots (4-7)$$

本機之中頻電晶體為 NR 461 EG 低雜訊小訊號用， $R_i$  約  $2^k$ ， $R_o$  於 455 kHz 時約最小在 100 kΩ 以上（視工作電流而定）。

使用之 IFT  $Q_0$  皆在 150 左右。第一級中放主要在取其增益，故 IFT 之匝數比取約  $n_2/n_3 = 12.5/1$ ， $n_2/n_1 = 2.5/1$ ， $n_1/n_3 = 5/1$ ，總匝數（ $n_2$ ）約 105 匝。第二級之 IFT 與第三級相同，但第二級在補增益之不足而非頻寬之限定，故與第一 IFT 之初級皆並聯了一 100 kΩ 電阻。

第三 IFT 為限制頻寬，匝數比取  $n_2/n_1 = 1.7/1$ ， $n_2/n_3 = 6.25/1$ ， $n_1/n_3 = 3.75/1$ ，總匝數（ $n_2$ ）約 130 匝。此級之  $Q_L$  較高，約 70 - 80，其餘各級約 30 - 50 間。

第四 IFT 為求阻抗匹配（下級為檢波二極體），其匝數比約  $n_2/n_3 = 7/1$ ， $n_2/n_1 = 7/1$ ， $n_1/n_3 = 1/1$ ，總匝數在 105 左右。

總中頻增益約為 60 - 70 dB，頻率響應如右圖所示：

於圖 4-7 中， $R_{B5}$  至  $R_{B10}$  為偏壓電阻，在選擇  $Q_3$  至  $Q_5$  之靜態工作點， $R_{E3}$  至  $R_{E5}$  為射極自偏壓電阻。一般言，中頻放大級之  $I_c$  值，第一級約選為 200 - 400 μA，第二級約 300 - 500 μA

，最末一級可達 1 - 2 mA。  $I_c$  值太大，會提高雜訊強度，太小則增益降低。本機之中放級電流大致選如上值，而各阻值之計算可比照上節所述。

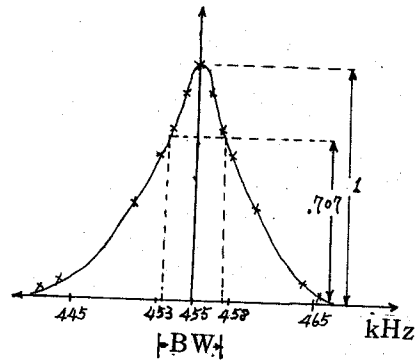


圖 4-8 中週頻率響應圖

若在中放前面級即使  $I_c$  電流大，則產生之雜訊再經第二，第三級放大，後果即很嚴重。所以一般在最末一級才加大  $I_c$  值，而後已無放大電晶體了。故此種工作電流之選擇，是有其必須之原因的。

$C_8, C_{10}, C_{12}$  為中頻輸入訊號之傍路電容，而  $C_9, C_{11}, C_{13}$  則為電晶體射極交流傍路電容，用以提高交流增益。此外，再以  $R_{12}$  及  $C_{14}$  構成電源退交連電路。

4-4-5 音頻檢波、放大與輸出電路

見圖(4-9)，檢波之作用乃在將中頻訊號中之音頻訊號檢出，使用之二極體為 1N60 (鍺質，跨壓低，故效率較高)， $C_{15}, R_{13}$  及  $C_{16}$  為一高頻濾波網路，將中頻濾除。 $V_{R1}$  為配合前置放大級  $Q_6$  之輸入阻抗，故取為  $5 k\Omega$ 。 $C_{20}$  作為低頻交連電容將訊號送入  $Q_6$ 。

$Q_6$  及其偏壓電路  $R_{B11}, R_{B12}, R_{E6}$  與交流傍路電容  $C_{17}$  等構成一前置放大級，將訊號預行放大以推動功率放大電路。 $IPT$  為輸入倒相交連變壓器， $C_{19}$  則為高頻傍路電容。

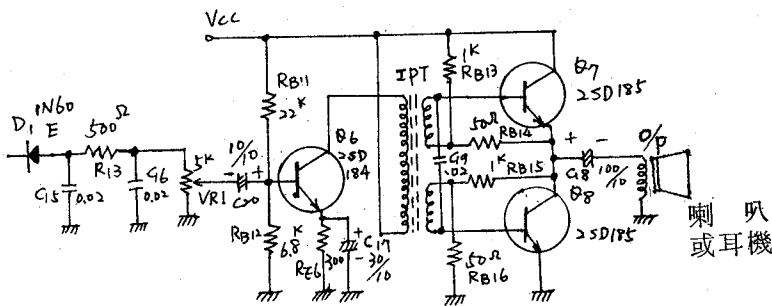


圖 4-9 音頻檢波與放大電路圖

當  $IPT$  之上端為正時  $Q_7$  行放大作用而有正半週輸出，而當  $IPT$  之下端為正時， $Q_8$  行放大作用而有負半週之輸出。 $Q_7$  與  $Q_8$  之上述動作即習稱之推挽式。輸出音頻訊號經  $C_{18}$  交連至喇叭。由於無使用輸出變壓器故稱之為 OTL 放大電路。

本級之輸出最大時約可達 0.3 W，足可供量度 RI 時作鑑聽之用。

4-4-6 QP 檢波、直流放大與指示器

本級電路見圖 4-10

於 QP 檢波前，以一反着接之中頻變壓器予以昇壓 10 倍，再由  $D_2$  整流，取其正半週送至由運算放大器構成之緩衝級  $OP_1$  以提昇電流（最高可達約 20 mA 左右）。LM 324 為單電源供給之  $I_c$  OP amp 可適合本機之電流系統。

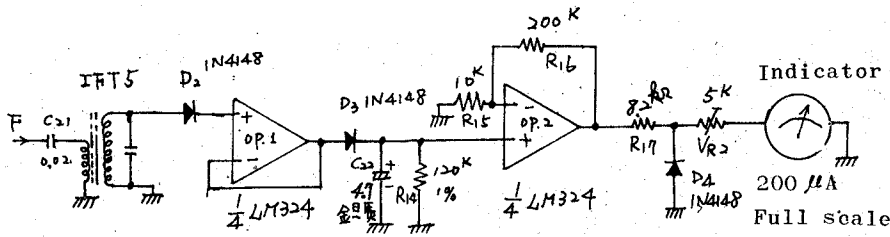


圖 4—10 Q P 檢波，直流放大與指示器電路圖

將訊號予以功率放大後，即開始作 Q P 檢波，此時由於功率夠，故檢波之線性才會良好。檢波電路由  $D_3$ ， $C_{22}$  及  $R_{14}$  構成，由於 ASA.C 63.2 1963 規格定其充電時間為 1 ms 左右而放電時間為  $600 \pm 120$  ms，故其元件值可如下算得：

放電時間由  $C_{22}$  及  $R_{14}$  之乘積決定

$$T_D = RC = 600 \text{ ms} \dots\dots\dots (4-8)$$

於此由於 1N 4148 之反向電阻約  $10^{10} \Omega$ ，而 OP<sub>2</sub> 之輸入幾可視為開路，故兩者之效應可忽略。

充電時間由  $D_3$  之順向電阻，OP<sub>1</sub> 之輸出電阻之和與  $C_{22}$  之乘積決定：

$$T_C = (R_0 + R_D) C_{22} \dots\dots\dots (4-9)$$

於此  $R_0$  為 OP<sub>1</sub> 輸出電阻，約數百歐姆；而  $R_D$  為  $D_3$  之順向電阻約 100 歐姆左右。

由上二式子，故選擇  $C_{22}$  為  $4.7 \mu\text{F}$ ， $R_{14}$  為  $120\text{K}$  即可滿足所求。 $C_{22}$  應選用鉭質電解電容，以便減少洩漏電流，而  $R_{14}$  選用 1% 誤差之金屬被膜電阻，如此時間常數之精確度與穩定性才能提高。

檢波後之直流訊號，經由 OP<sub>2</sub> 直流放大電路放大，其倍率由  $R_{16} / R_{15}$  決定，於本電路中為 20。放大後之訊號即用來推動指示器， $R_{17}$ ， $D_4$  及  $V_{R2}$  為儀錶調整電路，其目的在使  $200 \mu\text{A}$  滿刻度之錶頭，能有適當之刻度指示。本機中在最大檔測  $1 \mu\text{V}$  之變化時應有一個刻度之偏轉。

以上為有關本機電路之分析，而有關之操作特性與本儀錶之評估建議，於第五章末將作一討論。

下圖 (4—11) 為本機 Q P 檢波電路對脈衝之響應圖。一般在線電源頻率以上時 Q P 檢波輸出即已很平穩了。

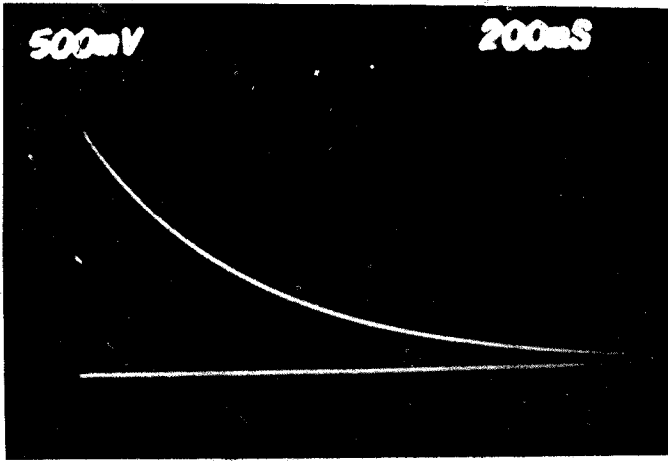


圖 4-11a QP 檢波電路對單一脈衝之充放電時間圖

註：脈衝寬  $\delta = 2\text{ms}$  脈衝振幅  $A = 3\text{V}$

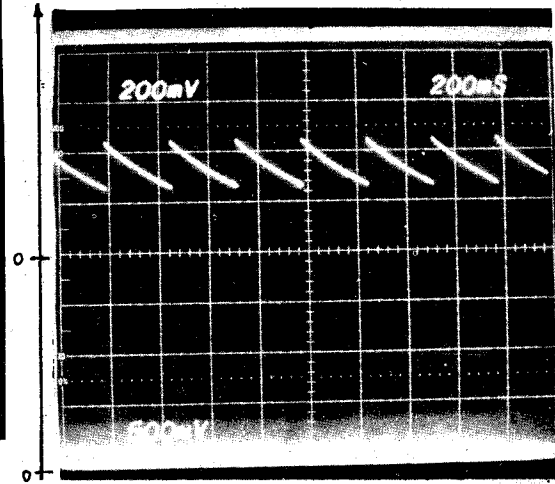


圖 4-11b QP 檢波電路對每秒 4 個脈衝之響應圖

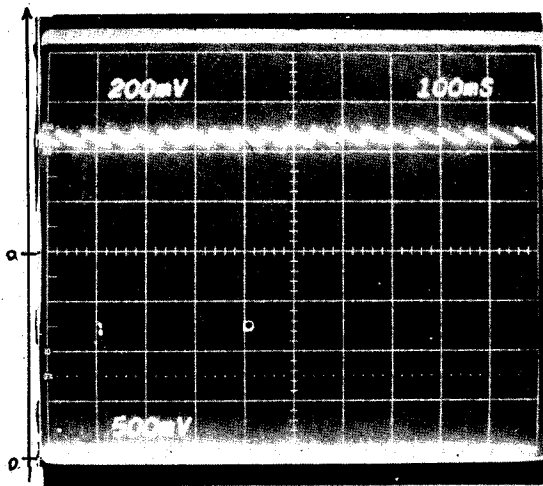


圖 4-11c QP 檢波電路對每秒 20 個脈衝之響應圖

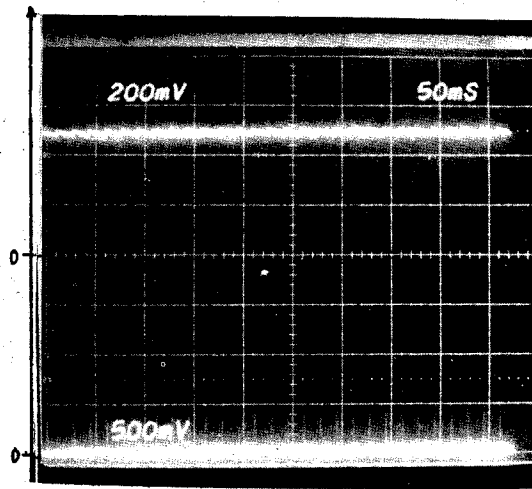


圖 4-11d QP 檢波電路對每秒 60 個脈衝之響應圖

註：4-11 b-d 各圖中

$\delta = 1\ \mu\text{s}$   $A = 1.25\ \text{V}$

### 4-5 調整與校對

全機電路裝置完成後，需加以調整，其輸入調諧與本地振盪間，必須取得同步，使差頻保持 455 kHz。而中週各級亦皆應調於 455 kHz 之諧振頻率。有關這些調整與一般接收機無異。

此外，R I V錶於各頻率之響應，不一定皆相同，故校整時，應就各頻段作出響應曲線圖（即R I V Factor），與指示器刻度校對表一併附於儀錶使用。

R I V錶之校對可如下完成〔14〕：

一般廠商指定之天線有效長度為 $\frac{1}{2}$ 公尺（實際長度在一公尺或以上），校對時可將已知電壓值之正弦波經由仿真天線（Dummy antennas），耦合至R I V錶輸入端。於此，仿真天線可視為一高阻抗耦合電路，其電容值應與垂直天線本身至地之電容值相同，且耐壓應大於待測電路之供給電壓。

由於天線有效長度為 $\frac{1}{2}$ 公尺，故實際由電波感應垂直天線所得於輸出指示器之場強度（ $\mu V/m$ ）值將為由上法校對時，供給仿真天線訊號電壓（ $\mu V$ ）值之兩倍，依此，可以校出儀錶之刻度。

## 5. 量度實例與儀錶之評估、建議

### 5—1 161 kV高壓輸電線之R I V測量實例

如圖（5—1）所示之曲線，係於臺中縣霧峯鄉所測得之161 kV輸電線R I強度對距離之特性圖。由於量度時之確實送電電壓並不影響曲線之形狀，故可視該時之電壓即約161 kV。

一般言，E H V輸電線之R I強度大致與距離之平方成反比，如圖（5—1）之曲線所示。於兩平行輸電線之垂直正下方可測得其最大之R I強度。由曲線且可看出E H V輸電線之R I側向（Lateral）衰減效應非常顯著，照過去文獻所述，約在數十公尺外即已很微弱了。

### 5—2 本儀錶之操作特性與建議

#### 5—2—1 操作特性

本機之總增益值約在120 dB以上，可量電壓約在數 $\mu V$ 至2伏特之間（包括衰減倍率在內），可測頻率為500 kHz至1600 kHz。

輸入阻抗為50  $\Omega$ ，配有6級衰減器以供應用，每級衰減20 dB。頻寬於-3 dB時（離中心頻率）約5—6 kHz，且兩邊衰減得很快。

在本機面板上有一錶頭指示刻度值，當開關ON後，可調整衰減器與頻率選擇旋鈕至所

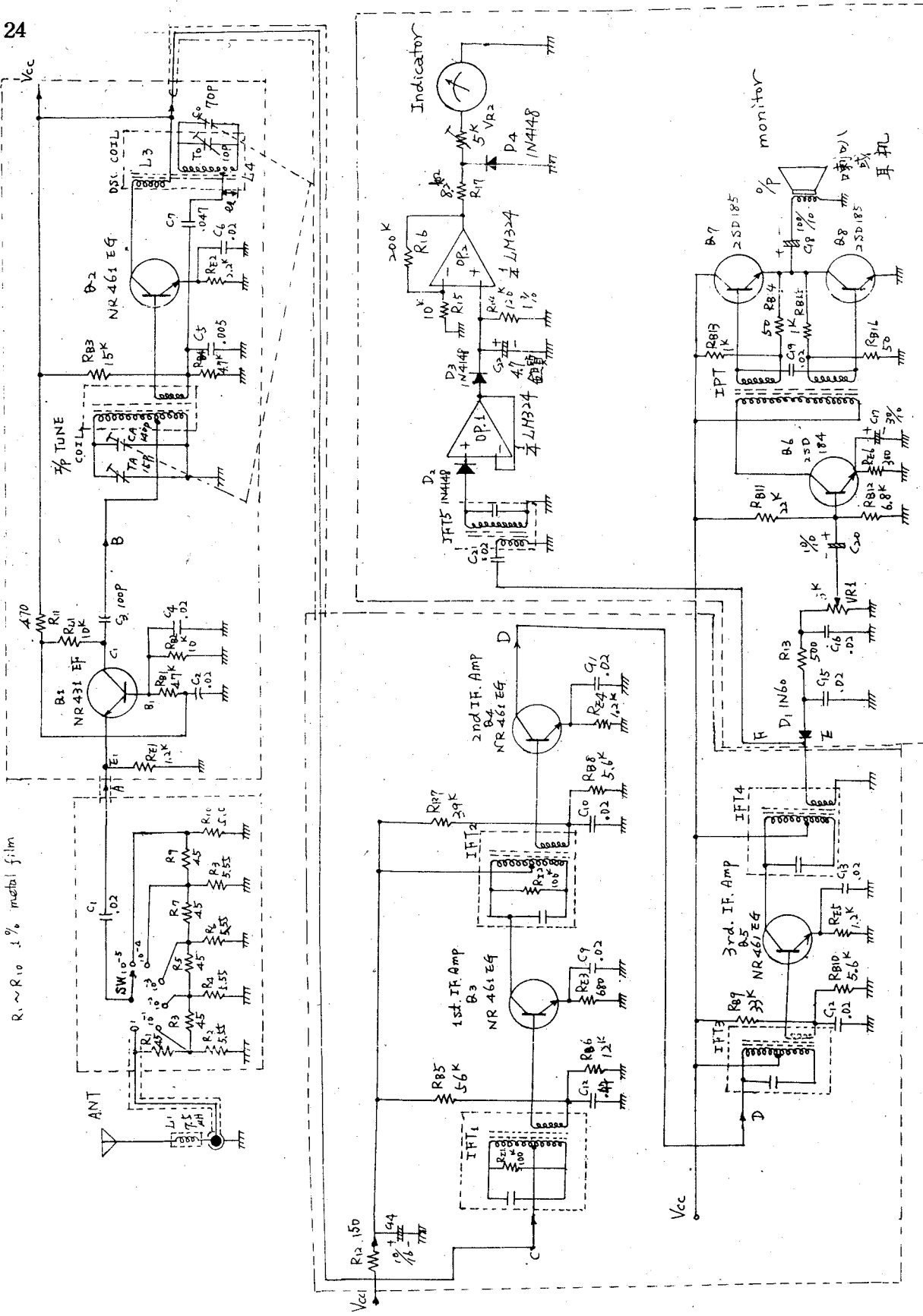
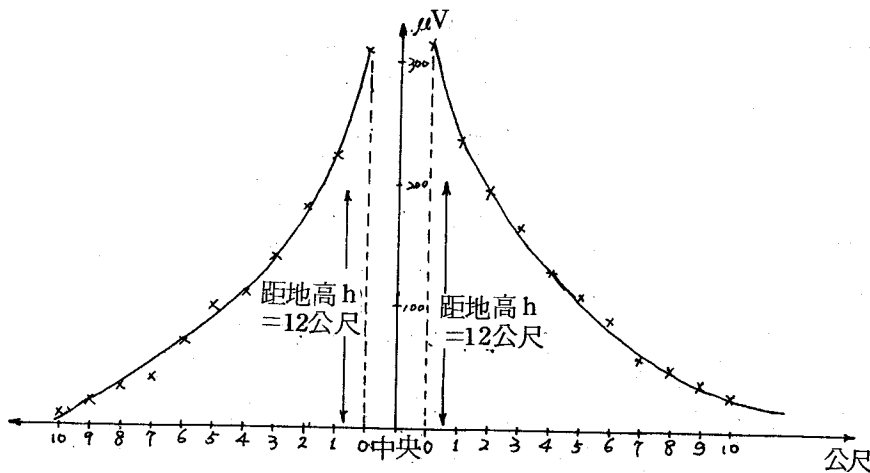


圖 4-12 總電路圖



欲測之範圍（本機主要用於 1 MHz 附近），然後以耳機監聽。耳機之音頻功率值最高可達 0.3 W，視其強弱可調整音量電阻於適當範圍。



測試數據（距輸電線垂直正下方起算之距離，m）

距 方 RIV 向(μV)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
右	315	236	197	165	130	110	90	59	51	39	28
左	307	224	181	140	112	100	71	39	32	20	12

註：1. 氣溫 23 °C，晴天。

2. RIV 讀值為比照台電電力研究所之標準儀錶校對所得者。

圖 5—1 161 kV 高壓輸電線 R I 對側向距離效應圖

一般之 R I 量度要求下，本機已大致可以滿足，且價格低廉，整機之裝置費用（含各項成本）約在 2000 元左右。

#### 5—2—2 製作心得與改進之建議事項

##### 5—2—2—1 高放級之選擇

本機之高放級採用共基極型，以取得較高電壓增益與較寬之頻率響應。但此種電路之輸入阻抗較低，易對衰減器造成分路效應。若改成共射極電路，則輸入阻抗可提高十至數十倍，其電壓增益雖不如共基極高，但也有約 100 左右，一般之應用已足夠。

再者，採用非調諧式高放級雖然輸入阻抗與衰減器較好處理，但對雜訊之壓抑卻無貢獻，故在較高性能儀錶中，可考慮採用調諧式，並於衰減網路中，加入補償電容。

#### 5—2—2—2 混頻級之改進

本機為求價廉與實用，採用較簡單之自激式混頻網路，此種網路由於振盪與混頻由一電晶體來完成，頻率特性較不穩定。若電路體積允許增大且要求較高精度，可使用他激式電路，將混頻與本機振盪分別由二電晶體來完成，如此不但可以使工作頻率穩定，調整容易，且雜音之產生亦可減小。

#### 5—2—2—3 中頻放大級之檢討

中放級在R I V錶（以及一般接收機中）非常重要，它不但決定一部份增益，最主要的在決定頻寬及級間阻抗匹配。而頻寬與Q P檢波所得之值有直接關係，頻寬一變，Q P檢波電壓即隨之變化，儀錶讀值也不準。

若想要有較寬的頻寬可以在中頻變壓器初級並聯一電阻加以處理。若要有較平坦之頻寬，則可以使用差調諧電路來完成。所謂差調諧即以兩級中週，一級諧振在中心頻率左方，一級在右方，其合成效應即是。

而一般最常用之方法，就是採用數級雙調諧電路（或陶瓷濾波器），各級之增益不要太高（此可於I F電晶體之射極與射極傍路電容間加入一小值負回授電阻來調整），以便逐級來修整其頻寬曲線，使其更合乎理想。本機之中頻級，就沒有如上述處理，故中週頻率響應曲線圖呈現較為尖銳之圖形。

中週變壓器之Q值，為決定頻率響應特性之重要參數，於高級儀器中，可考慮較大直徑之繞線，由於 $Q = X_L / R$ ，較粗的繞線有較小之R值，故可提高Q。但其缺點則為中週變壓器體積增大，成本增加。

#### 5—2—2—4 Q P檢波電路之檢討

Q P檢波電路，其RC值視前後級之電路有多種配合方式，一般在每秒數十個R I脈衝以上時，檢波輸出即呈近似直線，檢波器之性能，主要看電阻與電容之材質，Peak holding之反向洩流與下級之輸入阻抗高低而定。

本機中，此部份以1N 4148二極體作Peak holding，性能相當良好，雖其順向壓降較大，但送入檢波電路之訊號一般功率均已放大到相當準位，故不會對線性造成太大影響。而其反向電阻則很大（如前章所述），不影響Q P檢波之放電時間。

檢波之下級輸入電路阻抗值要愈大愈好，如此才不會與 R 造成並聯效應。本機中以 I C 運算放大器 LM 324 當下級，可以滿足此項要求。在一般以各別元件組成之直流放大電路，可用 F E T 作為輸入主動元件，其阻抗亦相當高。

#### 5—2—2—5 A F 檢波電路之檢討

A F 檢波電路，為善用本機之 LM 324 op amp 可考慮採取下圖電路。

圖中，LM 324 接成反相放大器，其輸出再經 2N 2219 電流提升電晶體，以驅動耳機。不過，此電路之輸出功率比圖 4—9 者為低，但實用上已足夠。

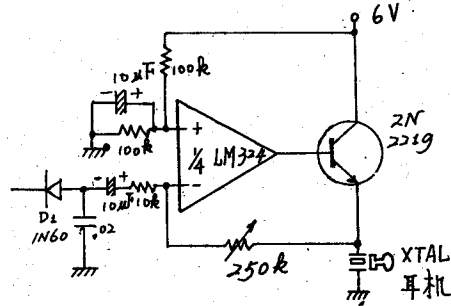


圖 5—2 LM324 接成之 AF 檢波與放大電路圖

#### 5—2—2—6 屏蔽與濾波

類如 R I V 錶之場強計，屏蔽是很重要的。一部機器若屏蔽不良，很容易受外界雜訊之干擾，內部電路之高頻部份亦會發生互相感應之問題。本機之各主要部份皆已加上屏蔽，各組電路之連結以同軸電纜線為之，效果尚稱良好。

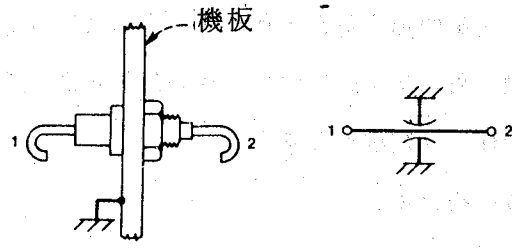
對於高級之儀錶，可考慮逐級屏蔽，屏蔽裝置之材質以採用含鎳成份之金屬為佳。逐級屏蔽可使雜訊之感應程度降至最低，提高了儀錶之操作性能。

除上述之屏蔽措施外，各部電路之訊號進出端，最好皆加上貫穿電容 ( Feed-through capacitors )，如下圖所示。以將不要之雜訊頻率於進入某部電路前先行濾除，可減少很多困擾。

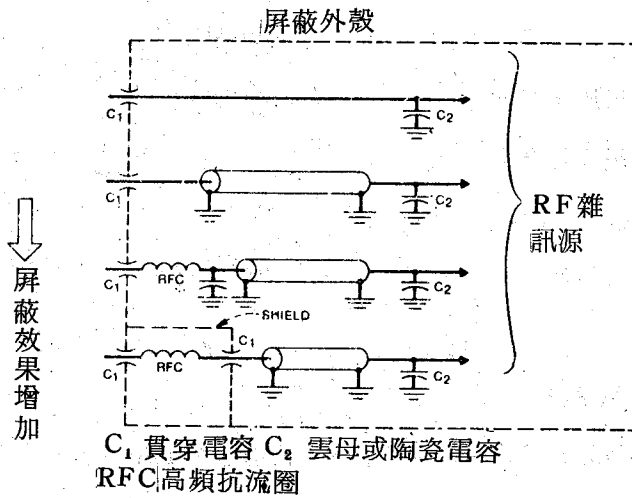
上述諸項為與 R I V 錶有關之討論與建議，此外，一部場強計與一般之接收機並無兩樣，後者應注意之事項，前者亦應妥予考慮。

## 6. 結 論

過去有關電暈放電方面之研究文獻，於輸電線系統，主要在討論電暈損失與雜訊。後者之研究則大都為 R I 之特性、量度、分析、判定之標準……等，以期於輸電線之設計工作上能有較準確與規律之定則可循，而於 R I V 錶之設計與製作，則較少討論。



(a)架於機板之貫穿電容 (b)符號



(c)各種應用貫穿電容之濾波電路及其效果比較

圖 5-3 貫穿電容及其應用電路

本文於第二章介紹有關電暈放電方面之概略，後面之章節則在實際對 R I V 錶作探討、設計與製作。經由現場測試結果，情況相當令人滿意。在實用與低價格之要求下，本機電路已足敷一般 R I 方面之研究所需。

R I V 錶並不僅限於 E H V 輸電線之 R I 量度，於高壓絕緣材料，高壓變壓器等之電暈試驗，亦皆使用它來作量度儀錶。

其基本測試電路，可如下圖，主要包括下列四部份：

1. 外加電壓電源設備，但測試變壓器時可使用變壓器本身升電壓。
2. 檢測脈波電壓之檢測電路。
3. R I V 錶。
4. 校正電路。

現分述如下：

1. 電源設備

測量所需要之電源設備如下：

(1)試驗用變壓器 ( T.T. )：此變壓器必須在試驗電壓的範圍內不得有局部放電雜訊出現。所需要容量因試驗對象而異，例如一發電機線圈試驗所需變壓器的容量大約是發電機三相容量的 1 / 100 以上。

(2)電壓調整器 ( VR )：須避免波形的畸變。

(3)濾波器 ( F )：目的是過濾 60 [ Hz ] 電源所含高頻雜訊。

(4)陷波器 ( L )：阻止被試體所產生的訊號電流流入試驗用變壓器。陷波器 ( Line trap ) 的

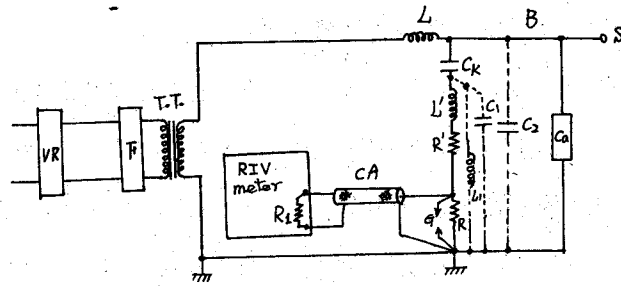
阻抗需要干擾雜訊測量頻率的阻抗值達 20 [ k Ω ] 以上，並且須安裝在耦合電容器 C<sub>K</sub> 的高電壓端子附近。

(5)高電壓母線 ( B )：是連結耦合電容器的高電壓端子至被試體的高電壓端子的導體。於試驗電壓的範圍內不得產生電暈放電雜訊。如使用絕緣碍子來支持此母線時也必須不得由此碍子產生雜訊。又此母線對地的雜散電容量 C<sub>2</sub> 及串聯電感也儘可能減低。

## 2 檢測電路

檢測電路主要是分壓器，由下述元件組成分壓器檢測訊號。

(1)耦合電容器 ( C<sub>K</sub> )：大約需要 1,000 [ pF ]，有時高達 2,000 ~ 3,000 [ pF ]



- |                                       |                        |
|---------------------------------------|------------------------|
| B：高壓母線                                | L <sub>1</sub> ：排流線圈   |
| C <sub>K</sub> ：耦合電容器                 | RIV meter：廣播干擾訊號計      |
| C <sub>a</sub> ：被試體                   | R：檢測電阻                 |
| C <sub>A</sub> ：同軸電纜                  | R <sub>1</sub> ：儀器輸入阻抗 |
| C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub> ：雜散電容 | R'：調整用無感電阻             |
| F：濾波器                                 | S：電暈屏蔽環等               |
| G：保護間隙                                | T.T：試驗用變壓器             |
| L：陷波器                                 | VR：電壓調整器               |
| L'：可變電感器                              |                        |

圖 6-1(a) 電暈雜訊測量電路

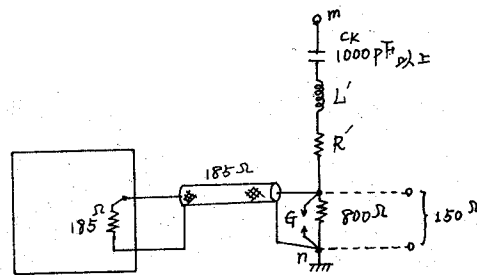


圖 6-1(b) 標準測量電路

。從耦合電容器也不得有雜訊產生。

(2)無感電阻 ( $R, R_1, R'$ ) : NEMA 規定  $R$  為  $800 [\Omega]$  ,  $R_1$  為  $185 [\Omega]$  , 而包括  $C_k$  的高電壓母線與土地間的  $m - n$  間的阻抗為  $300 \pm 40 [\Omega]$  , 相位角為  $20 [度]$  以內, 以  $R$  適當調節之。如有需要時可串聯可變電感  $L$  。

(3)同軸電纜 ( $CA$ ) : 電阻器  $R$  與  $RIV$  電表之間以特性阻抗為  $185 [\Omega]$  的同軸電纜連接之。此時的電路如圖 6-1 (b)。據說 CISPR 規定可使用  $75 [\Omega]$  的同軸電纜。美國的 NEMA 是規定  $185 [\Omega]$  的同軸電纜的, 使用  $75 [\Omega]$  的同軸電纜時對  $m - n$  間的阻抗值以及相位角的限制同為  $300 \pm 40 [\Omega]$  及  $20 [度]$  。

此外尚有保護用設備如下:

(4)保護間隙 ( $G$ ) : 以適當的間隙與  $R$  並聯保護測量儀器。

(5)排流線圈 ( $L_1$ ) : 如有需要時尚可並聯排流線圈  $L_1$  將  $60 [Hz]$  成份分流以便保護測量電路。

### 3 R I V 錶

即美國 ANSI 於 NEMA No. C-63.2-1963 所規定者, 如附錄所示。

### 4 校正電路

$RIV$  法需要校正電路以使校正。校正電路使用標準訊號產生器 (standard signal generator) 產生  $1 [MHz]$  的正弦波訊號。如測試時因背景雜訊在  $1 [MHz]$  而無法在  $1 [MHz]$  測試時, 當然校正訊號頻率也須配合測試頻率。

目前台電之輸電線主要為  $161 kV$  與  $345 kV$  , 將來發展更高之  $765 kV EHV$  輸電線時, 仍有些問題亟待解決。其一, 即靜電感應之問題; 其二, 即電暈放電之問題。後者包括了電暈損失與電波雜訊之干擾, 電波雜訊之強度試驗, 於  $765 kV$  輸電線發展時, 即必須以  $RIV$  錶於研究所內對試料加以試驗, 然後設計。

故  $RIV$  錶之研究與發展, 於國內實有其必要性。目前, 國內有關接收機方面之製造廠商, 很少有從事  $RIV$  錶之生產者。一來由於市場之考慮, 二來這方面之研究人員或機構亦甚少。日本方面, 則已有成品推出 (如台電電力研究所使用者, 即為日本協立電子工業株式會社之產品) 。

本文之  $RIV$  錶, 可作為將來更進一步發展高性能量度儀錶時的基石, 而於各部電路依靈敏度 (Sensitivity) 、穩定性、頻率響應等再加斟酌。當然, 這些性能的提高, 除了

成本因素之考慮外，更有賴於精密且完善之設備予以支持。

## 附錄 ASA pub. No. C63.2 1963 與本 RIV 錶有關規定摘要

1. 頻帶：B 頻帶，0.15 至 30 MHz。  
指示之頻率精度為 2% 以內。
2. 量度範圍：最高在 1 V 以上。  
電錶最低刻度為  $1 \mu\text{V}$ 。（包括衰減倍率在內）  
最低可測電壓， $5 \mu\text{V}$  應大於滿刻度之 10%。 $10 \mu\text{V}$  以上之誤差應小於  $1 \mu\text{V}$  或滿刻度之 2% 以下。
3. 輸出電壓刻度：應為線性，且除零以外最小刻度應大於滿刻度之 5%。
4. 輸入阻抗：50  $\Omega$
5. 衰減器：每一段為 10 的乘冪成比例，電壓範圍為  $1 \mu\text{V}$  至 1 V 以上。
6. 音頻放大器：作為監聽或其他用途之音頻放大器，於儀錶輸入為  $10 \mu\text{V}$  時，輸出應大於 10 mW。而 200 ~ 3000 Hz 之響應比較，其偏差應小於  $\pm 2 \text{ dB}$ 。
7. 選擇性：B 頻帶離中心頻率 12 或 12 kHz 以上時，電壓比在 100 : 1 以上。
8. 檢波電路：準峯值檢波，充電時間為  $1 \pm 0.5 \text{ ms}$ 。放電時間為  $600 \pm 120 \text{ ms}$ 。
9. 屏蔽與濾波：儀錶需加屏蔽，任何連接之輔助電路須經濾波。

## 7. 參考文獻

1. "RADIO NOISE DESIGN GUIDE FOR HIGH-VOLTAGE TRANSMISSION LINES". IEEE TRANS. ON POWER APPARATUS AND SYSTEMS, VOL. PAS-90, NO. 2, March/April 1971. PP.833-842.
2. "A BASIS FOR SETTING LIMITS TO RADIO INTERFERENCE FROM HIGH VOLTAGE TRANSMISSION LINES". IEEE TRANSACTIONS ON POWER APPARATUS AND SYSTEMS, VOL. PAS-94, No. 5, September/October 1975. PP.1714-1724.
3. "PREDETERMINATION OF THE RADIO-INTERFERENCE LEVEL OF HIGH VOLTAGE TRANSMISSION LINES". Parts I and II, IEEE

TRANS. PAS. VOL. 91, Jan/Feb. 1972, PP. 284-304.

4 六十七年近代工程技術討論會專集

電力組 ( I )

電力系統分組 PP. 185 - 202 中國工程師學會近代工程技術討論會常設委員會

- 5 " A METHOD FOR ANALYSIS OF RADIO NOISE ON HIGH-VOLTAGE TRANSMISSION LINES". IEEE TRANS. PAS. VOL. - 87, NO. 2 Feb. 1968 PP. 334-345.
- 6 " CIGRE/IEEE SURVEY ON EXTRA HIGH VOLTAGE TRANSMISSION LINE RADIO NOISE". IEEE TRANS. PAS, VOL. 92, May/June 1973, PP. 1019-1028.
- 7 " TRANSMISSION SYSTEM RADIO INFLUENCE"  
IEEE Committee Report, PAS. VOL. 84, NO. 8, Aug 1965, PP. 718-721.
- 8 " ANALYSIS OF RADIO NOISE FROM HIGH-VOLTAGE LINES. I-METER RESPONSE TO CORONA PULSES". IEEE TRANS. PAS. VOL. 83. May 1964, PP. 524-533.
- 9 " CALIBRATION AND COMPARISON OF PARTIAL-DISCHARGE AND RADIO-INTERFERENCE MEASURING CIRCUITS, PROC. IEEE, VOL. 115, NO. 9. Sep. 1968 PP. 1332-1340.
- 10 " 高電壓工程 " PP. 56-57  
前鋒出版社印行  
顏世雄教授編著 中華民國 68 年 8 月二版
- 11 " 高電壓工程 " PP. 47-51  
中國電機技術出版社印行  
張文英編著 中華民國六十七年七月再版
- 12 " ANALYSIS OF RADIO NOISE FROM HIGH-VOLTAGE LINES II-PROPAGATION THEORY", IEEE TRANS. PAS, VOL. 83. May 1964 PP. 533-542.



13. "METHODS OF MEASUREMENT OF RADIO INFLUENCE VOLTAGE (RIV) OF HIGH-VOLTAGE APPARATUS", NEMA standard 5-18-1964, Pub. NO. 107.
14. "RADIO-NOISE AND FIELD-STRENGTH METERS, 0.015 TO 30 MEGACYCLES/SECOND", American Standard Specifications, Approved March 28, 1963. AMERICAN STANDARDS ASSOCIATION.
15. "AM - FM收音機原理" PP. 157-210  
黃政協編譯  
全華圖書公司出版 中華民國 66 年 8 月再版
16. "晶體電路速成設計法" 第三章  
林宏裕著  
三民書局印行 中華民國六十二年六月修訂再版
17. "INTEGRATED ELECTRONICS" P. 267  
Millman and Ha kias  
東南書局印行 一九七二年出版
18. "電子儀錶學" P. 212  
龔正、曾偉仁編著  
復漢出版社印行 中華民國六十五年三月出版
19. "TRANSISTOR CIRCUITS AND APPLICATION" Sony  
中央圖書供應社出版 中華民國六十五年十一月出版
20. "電晶體收音機檢修術" 第二章  
榎並利三著  
黃鑑村譯  
無線電界雜誌社印行 中華民國六十六年三月再版
21. "電子材料" 上册 第四章  
江德義、樊雲編著  
廣華書局印行 民國六十五年七月初版
22. "最新電晶體收音機技術" PP. 85 -161

34

高本信雄原著

柯順隆主譯

文京圖書有限公司印行 中華民國 63 年 4 月 10 日發行