

測距電驛與電容型比壓器(Capacitive Voltage Transformers)之問題解析

Ge Power Management Mr. Peter Buttle

1. 前言

在高壓或超高壓系統中，電容型比壓器(Capacitive Voltage Transformers, CVTs)為測距電驛之電壓輸入訊號的主要來源，且具高經濟效益；然而，也為測距電驛帶來問題。於故障發生期間，電容型比壓器(Capacitive Voltage Transformers)之高壓側電壓的崩潰和本身電容的儲能及振盪效應，將對電驛性能造成影響，故消除以上之暫態問題為當務之急。

電容型比壓器造成之影響，最主要決定因素為暫態電壓大小與持續時間。在高電源阻抗比(Source Impedance Ratios, SIR—系統等效阻抗與電驛 Reach 阻抗之比)之系統更加重要，即故障迴路電壓較小再經電容型比壓器之暫態影響，導致測距電驛計算極困難，而無法快速區別故障是發生在電驛設定點或保護區間內。

然而機電式電驛(Electromechanical Relay)本身動作較慢之特性及惰性，而能對此問題圓滿解決；反之，靜態與數位式電驛其快速動作之特性，卻面臨了電容型比壓器相關之問題。

電容型比壓器之暫態，可能使電驛越區間動作(故障發生位置不在電驛設定區間電驛動作)、方向性判定錯誤及影響動作速度(高 SIR 之系統跳脫速度較慢)；本文之內容包含第二節之電容型比壓器之暫態分析，第三節與第四節說明電容型比壓

器之暫態干擾對數位式電驛之性能，第五節為消除暫態電驛越區間之新演算法則和硬體製作及試驗。本文將偏重討論暫態越區間，因方向性已由記憶性極化法得到良好之控制。

2. 電容型比壓器之暫態

2.1 電容型比壓器的等效電路

電容型比壓器一般由電容分壓器、調諧電抗器、降壓變壓器及鐵磁共振抑制電路所組成(此處附加之通訊設備並非考慮重點)，線路故障發生，電壓降及降壓變壓器無飽和威脅時，其電容型比壓器可由圖一線性等效電路表示之，圖中特別是鐵磁共振抑制電路之分析，此鐵磁共振抑制電路分析可視為其它鐵磁共振電路分析，如圖一之模型。

圖一之線性等效電路，可化簡為圖二之簡化模型，其各參數之含義如下：

- C : 總電容
- L, R : 調諧電抗器和降壓變壓器之等效電感和電阻
- Ro : 負載電阻
- f : 此下標表反共振電路之參數

如圖二之等效電路，本文將給予各元件參數數值，並以二個 500KV 之電容型比壓器為例，顯示如下：

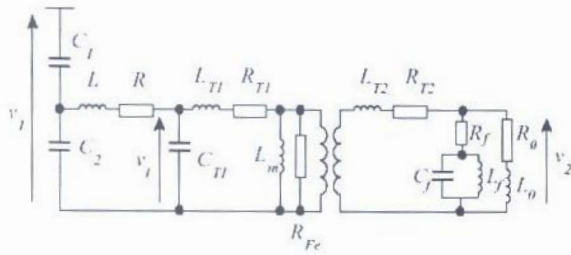


圖 1 · 電容型比壓器之等效電路

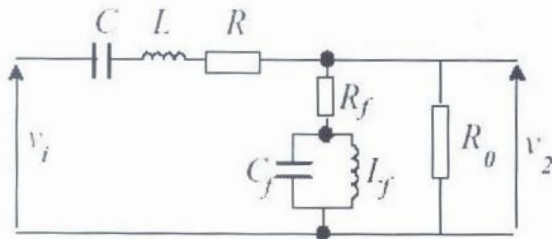


圖 2 · 電容型比壓器簡化之等效電路

- CVT-1(“high-C” CVT一分壓總電容在 100nF 以下)：

- $R_0 = 1.03997 \times 10^5$ — 負載電阻, Ω
- $L_f = 315.3$ — 抑制電感, H
- $C_f = 0.0285 \times 10^{-6}$ — 抑制電容, F
- $R_f = 77379$ — 抑制電阻, Ω
- $R = 3289$ — 電阻, Ω
- $C = 9.1605 \times 10^{-8}$ — 分壓總電容, F
- $L = 76.136$ — 電感, H

- CVT-2(“extra high-C” CVT一分壓總電容在 100nF 以上)：

- $R_0 = 2.08584 \times 10^5$ — 負載電阻, Ω
- $L_f = 616.35$ — 抑制電感, H
- $C_f = 0.01134 \times 10^{-6}$ — 抑制電容, F
- $R_f = 148519$ — 抑制電阻, Ω
- $R = 1536$ — 電阻, Ω
- $C = 0.162442 \times 10^{-6}$ — 分壓總電容, F
- $L = 48.136$ — 電感, H

2.2 電容型比壓器之簡單暫態波形

圖三和圖四分別為故障波形發生於零點時之暫態

點和峰值時之電容型比壓器動作波形，由圖中可看出其電容型比壓器之暫態持續到 2 週波且大小達正常值之 40%。

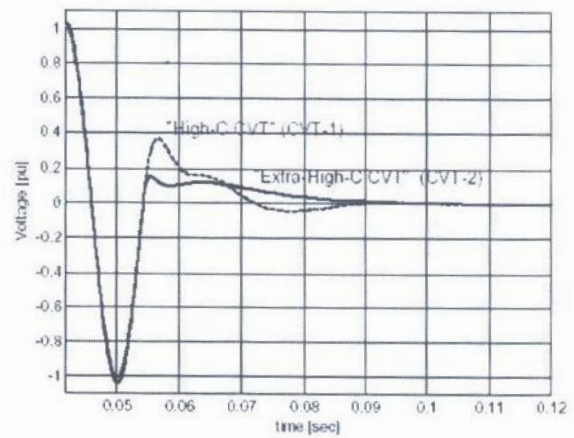


圖 3 · high- and extra high-C 電容型比壓器故障波形發生於零點時之暫態波形

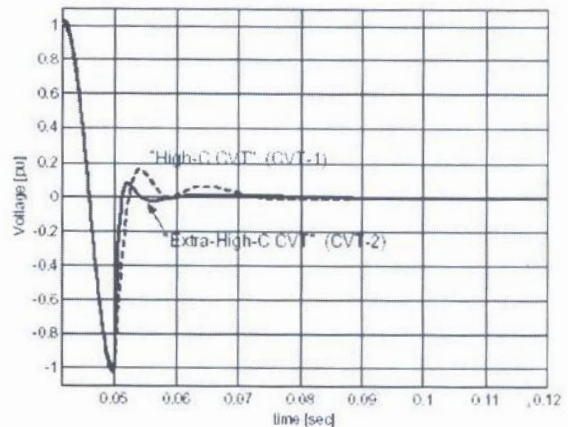


圖 4 · high- and extra high-C 電容型比壓器故障波形發生於峰值時之暫態波形

2.3 電容型比壓器之轉移函數與特徵值

圖二模型之轉移函數如下：

$$G_{CVT}(s) = \frac{A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s}{B_4 s^4 + B_3 s^3 + B_2 s + B_0} \quad (1)$$

其中：

$$A_3=L_f C_f R_f R_0 C$$

$$A_2=L_f R_0 C$$

$$A_1=R_f R_0 C$$

$$B_4=L_f C_f (R_f + R_0) L C$$

$$B_3=L C L_f + R C L_f C_f (R_f + R_0) + L_f C_f R_f R_0 C$$

$$B_2=L C (R_f + R_0) + R C L_f + L_f C_f (R_f + R_0) + L_f R_0 C$$

$$B_1=R C (R_f + R_0) + L_f + R_f R_0 C$$

$$B_0=R_f + R_0$$

以 2.1 節 CVT-1“high-C”為例，代入各參數後可得式子如下：

$$G_{CVT(s)} = \frac{582.739s(s^2 + 453.5s + 1.113 \times 10^5)}{(s^2 + 192.5s + 4.401 \times 10^4)(s^2 + 629.9s + 3.626 \times 10^5)} \quad (2a)$$

另一例 CVT-2“extra high-C”為：

$$G_{CVT(s)} = \frac{1784.245s(s^2 + 593.8s + 1.431 \times 10^5)}{(s + 993.8)(s + 725)(s + 238.6)(s + 105.4)} \quad (2b)$$

現在我們令轉移函數之分母為零，以得到電容型比壓器之特徵值，由特徵值可知其暫態響應特性；如此，可得上兩式之特徵如下：

- high-C 之 CVT-1：

$$-313.43 \quad +j514.13$$

$$-313.43 \quad +j514.13$$

$$-96.27 \quad +j186.39$$

$$-96.27 \quad -j186.39$$

以上值決定兩非週期性振盪衰減之分量，其時間常數和頻率如下：

$$T=3.1905 \text{ [ms]} \quad f=81.8261 \text{ [Hz]}$$

$$T=10.3876 \text{ [ms]} \quad f=29.6647 \text{ [Hz]}$$

- extra high-C 之 CVT-2：

$$-993.8011$$

$$-724.9701$$

$$-238.6495$$

$$-105.3577$$

以上值決定四個非週期性衰減之直流分量，其時間常數如下：

$$T=1.0062 \text{ [ms]}$$

$$T=1.3794 \text{ [ms]}$$

$$T=4.1902 \text{ [ms]}$$

$$T=9.4915 \text{ [ms]}$$

上述 Extra-high-C 之電容型比壓器，其特徵值皆為實數，導致波形為非振盪性之失真指數波(如圖五之描述)；另外，high-C 之電容型比壓器，其特徵值為共軛複數，導致波形為振盪性衰減之失真波(如圖六之描述)。

從數位訊號處理的觀點，電容型比壓器之干擾分量的濾除有其困難，因其干擾分量(high-C CVT)相當接近 60Hz 的基本量。另外，他們的時間常數同於冪級數週期，Extra-high-C 之電容型比壓器的直流分量時間常數皆同階級數週期(最大比上最小約為 10)，這表示沒有一個分量可被忽略，則評估者若要估算電容型比壓器的性能，其四個直流衰減分量必須被追蹤和抑制。

由有以上觀察之基礎，我們可合理的假設電容型比壓器之二次側電壓訊號模型如下：

$$v(t) = v_{CVT(t)} + V_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1) + v_{noise(t)} \quad (3)$$

其中：

V_{noise} 為一個高頻雜訊包含諧波和高頻衰減振盪分量

V_1, ϕ_1 為一經濾波或估測之基本頻率相位參數

v_{cvt} 為電容型比壓器暫態感應如下列之一型式

$$v_{CVT(t)} = \sum_{k=1}^4 A_k \exp\left(-\frac{t}{T_k}\right) \quad (4a)$$

或

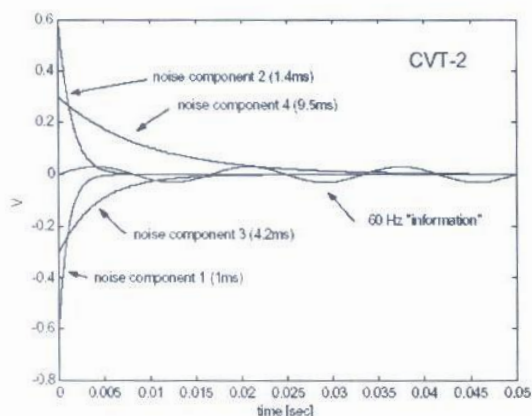


圖 5 · Extra-high-C 之電容型比壓器的干擾分量與 60Hz 基頻之比較

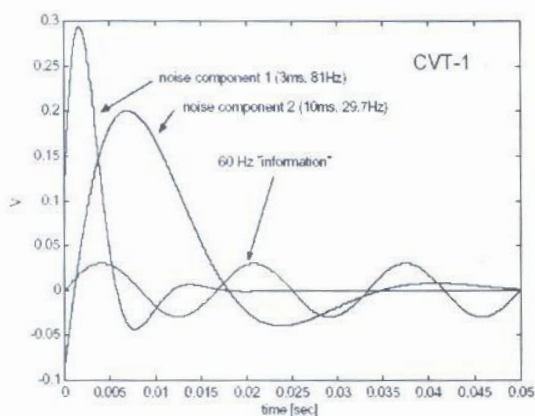


圖 6 · high-C 之電容型比壓器的干擾分量 60Hz 基頻之比較

$$v_{CVT(t)} = \sum_{k=1}^2 A_k \cos(\omega_{0k}t + \varphi_{0k}) \exp\left(-\frac{t}{T_k}\right) \quad (4b)$$

或

$$v_{CVT(t)} = A_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \exp\left(-\frac{t}{T_k}\right) + \sum_{k=2}^3 A_k \exp\left(-\frac{t}{T_k}\right) \quad (4c)$$

電容型比壓器暫態感應方程式(4)之含義如下：

- 四個非週期性直流衰減分量(extra-high-C CVT)的組合
- 二個振盪衰減分量(high-C CVT)的組合

- 一個振盪衰減分量和二個非週期性直流衰減分量(一般情況下)的組合

顯然其電壓訊號模型是個未知函數，目前所使用之數值表示法，可指出時間常數和頻率間之範圍和關係性；另方程式(4)大小和角度之初始值，可視故障前之條件和故障起始角度而定。

理想下，我們可利用電壓訊號模型方程式(3)-(4)來設計濾波器或相位估測器，以供數位測距電驛之訊號電壓源。

2.4 電容型比壓器之貢獻因素

藉由方程式(3)-(4)之數學模型關係，知其電容型比壓器暫態起因於一次之總電容和調諧電抗器(tuning reactor)，基本上其暫態可藉由本身的參數和故障發生點之波形位置來控制之。電容型比壓器製造商藉由補償電抗器之調整來確保一、二次側間之電壓沒有相位移，從此一觀點知其調諧電抗器的電感為一定值，只依賴電容器來規劃分壓器。

當故障發生電壓崩潰時，降壓變壓器的並聯電抗參數，實際上沒提供電容型比壓器之暫態。因此，基本上其暫態是由下列各因素控制之：

- 一次側之總電容
- 鐵磁共振抑制電路的形式和參數
- 電容型比壓器之負載
- 故障發生點在波形之位置

一次側之總電容

一次側較高的電容值，可獲得較低之電容型比壓器暫態；因此，由上述判斷知其唯一決定電容型比壓器暫態大小者，為電容型比壓器之總電容值的大小，故測距電驛之比壓器推薦要有高電容值之電容型比壓器。換句話說，高電容值之電容型比

壓器比一般之電容型比壓器貴，另因測距電驛的性能是由其濾波器和演算法來決定之；再者，一些情況下電容型比壓器之二次側電壓暫態對電驛暫態越區間和動作速度的關係是重要的。

電容型比壓器之總電容典型值約為 100nF 之範圍，依此論點我們可將電容型比壓器分類為”正常電容值”、”高電容值”及”極高電容值”；然而以此門檻來分類是很模糊的，例如本文使用之 CVT-1 其電容值為 91.6nF 和 CVT-2 其電容值為 162.4nF。

因此，我們在做測距電驛的性能試驗時，首先要考量的就是 high-C 之電容型比壓器模型，無論如何一定要試驗，因為電容型比壓器之二次側電壓暫態電壓大小關係到測距電驛演算法能否成功。

鐵磁共振抑制電路

鐵磁共振抑制電路是被設計來防止在過電壓期間，由降壓變壓器鐵心飽和所引起之次同步振盪，CVT 之鐵磁共振電路可將負載與能量放電路徑隔離；因此，阻尼電路對 CVT 之暫態特性有極重要的影響。鐵磁共振阻尼電路是一個特殊設計一般很少使用；無論如何，有二個鐵磁共振抑制電路將被考慮。

第一個設計由一電阻串聯一 LC 並聯分枝所組成，由 LC 次電路調整此電路於公稱頻率(60Hz or 50Hz)時之特性為開路，且於公稱截止頻率下此 LC 電路可吸收一些電流和放電能量於電阻上，我們將參考此 RLC 帶通濾波器，作為 TYPE 1 之鐵磁共振抑制電路(有時候被稱為”主動式抑制電路”)。

另一個設計由一電阻與飽和電感器的連接且含一放電間隙所組成，其 RL 電路

為 CVT 之永久負載；另外，電感器大約在公稱電壓之 150%時飽和，空氣隙可能觸發以提供其它電阻增加電路阻尼，我們將參考此反共振電路，作為 TYPE 2 之鐵磁共振抑制電路(有時候被稱為”被動式抑制電路”)。

依此規則，電容型比壓器含 TYPE 2 之電路者，有失真較小之輸出電壓；當做測距電驛試驗時，假設電容型比壓器之鐵磁共振抑制電路未知，則應考慮更多的狀況或假設以 TYPE 1 之鐵磁共振抑制電路試驗之。

電容型比壓器之負載

在能量累積於電容型比壓器電路系統而言，其電容型比壓器之負載為一放電路徑；因此，在電容型比壓器滿載時，可獲得較好之電容型比壓器性能。

機電式電驛先天上之負載較高故能提供電容型比壓器最大之負載，而數位式電驛之負載與電容型比壓器之額定(100~400VA)相比仍屬非常小；故建議電容型比壓器使用數位式電驛之負載時，應儘量將數位式電驛之負載增大(假如需要時以人為)，使電容型比壓器儘量工作於滿載，以避免大量之暫態。

當然測距電驛試驗時，不僅考慮電容型比壓器之額定負載，而且要考慮電容型比壓器工作於輕負載。

故障起始角(發生點在波形之位置)

當一故障發生在一次側電壓的零交越點時，大多會產生嚴重的暫態(比較圖三和圖四)，此最大能量累積導致最大之暫態分量，而最不嚴重的暫態發生在波形之峰點。

從統計學的觀點，似乎故障之大電壓

皆能使絕緣崩潰（例如接近波形之峰點）；總而言之，測距電驛試驗時一定不可忽略故障起始於零交越點時，如開關投入時之瞬間故障(Switching onto a fault)。

2.5 電容型比壓器之暫態與高電源阻抗比(SIRs)

電容型比壓器暫態結合高電源阻抗比，為測距電驛帶來更極端的問題，考慮一直接接地故障發生於標置點內(reach point)，在電驛端可能近似之故障電壓方程式如下：

$$V_{\text{fault}} = \frac{V_{\text{no min al}}}{1 + \text{SIR}} \quad (5)$$

使用以上方程式可得電壓大小與電源阻抗比間之資訊如表一，電源阻抗比增大其故障發生點之電壓降至非常小，但 CVT 之暫態大小與電源阻抗比互不影響，因故障前 CVT 上之累積能量是一連續函數；這造成極差之訊號雜訊比，如圖七之雜訊分量強度可能大於 60Hz 動作量的 10 倍以上，而使 1.5 至 2 週之時間內由雜訊所支配。

表 1 · 故障電壓為 SIR 之函數

SIR	0.1	1	5	10	20	30
V_{fault} [pu]	0.91	0.50	0.17	0.09	0.05	0.03

此極差之訊號雜訊比，造成測距電驛動作變慢和暫態越區間；如此極端之訊號雜訊比發生於高電源阻抗比系統，一般電驛販賣商會說明他們的測距電驛之最大電源阻抗比為 30(有時候為 50 or 60)，這樣高的值是不適用於長輸電線互連系統。

在任何情形下其有高電源阻抗比時，包括：

- 短輸電線相鄰匯流排接有長輸電線連接發電與負載區域

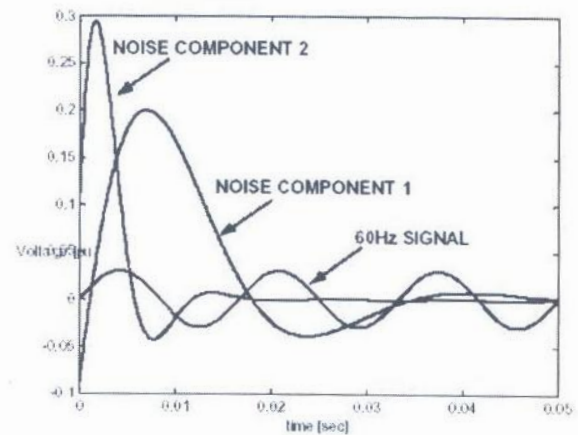


圖 7 · 高 SIRs(30)系統及電容型比壓器暫態下之訊號雜訊比的描述

- 線路在弱電源系統，如發展中之鄉村
- 在短輸電線之測距後衛使用差電流或相位比較方式

3. 測距電驛與 CVT 之暫態越區間

一故障發生於電驛阻抗標置點時，其阻抗必須要精準的計算出，去確認電驛的正常動作，因為阻抗被低估時，雖然是區間外之故障也將造成電驛誤動作。

一般來說，暫態越區間可能原因如下：

- 電流被高估於實際值
- 電壓被低估於實際值
- 以上二項之組合

電流被高估於實際值之原因，如為波形中之直流分量時，可用濾波器(mimic filter)來防治；而電壓被低估於實際值之原因，一般為 CVT 之暫態故較難以控制。

3.1 電壓估測

在圖八和圖九之電壓波形(CVT-1, SIR=30)大小之估測，可由傅立葉演算法(Fourier algorithm)來得知，其可分為 1/8 的視窗週期、半週期及全週期。

經大量的數值模擬分析，可得以下幾項論點：

- 電壓被低估是很重要的(因最大可造成 80~90%之誤差)，假如故障發生時電流估算正確，但電壓被低估則造成阻抗與電壓大小(暫態電壓的 80~90%)被成比例低估。
- 故障發生後之 20~40ms 間常使電壓被低估，為防止暫態越區間情形而加上時間延遲，但此種解法不過健全，因為暫態越區間可能提早於 20ms 前發生。
- 在一些時間點上，假設某些雜訊分量近似 60Hz 之電壓但與之反相，如圖七中 18~25ms 的時間區間，則將使 60Hz 訊號與其雜訊分量相抵消，使向量估測器傾向於低估測實際大小。
- 電壓大小被低估與向量估測器之視窗大小和故障之起始角相互獨立；另人意外地是，其大誤差可能發生於長資料視窗如圖九所示。再次強調故障發生於零交越點附近，總是為測距電驛造成很多問題。

3.2 阻抗估測

一個近端故障，由於電壓大小被低估則造成阻抗之誤差為負，另外 CVT 之雜訊可能使電壓訊號之相位產生暫態誤差，在設定於正確值前將可能有 360 度之翻轉，而造成阻抗軌跡圍繞 Z 平面的零點如圖十所示；這現象對電驛穩定度來說是很危險的，因為阻抗大小即使沒被低估，但其電驛使用延伸之 Zone 1 設計，也將使電驛誤動作，特別在於高電源阻抗比(SIR)之系統。

3.3 電驛之 Reach

在圖十所示為一般之情況，於高電源

阻抗比(SIR)之系統要妥善處理 CVT 暫態，必須對測距電驛之量測演算法(數位濾波器和相量估單器)特別設計，防治電驛越區間。給一量測演算法、動作特性(靜態或動態姆歐(MHO)班、四邊型)之型式和一些額外之電驛穩定度(如安全戀數等)、最大 Reach 與 SIR 之關係曲線可能被產生，圖十一代表這樣曲線的兩樣式，圖十一這 Reach 下降曲線提供了應用指南。然而此指南給我們的啟示為，在此種 zone1 reach 激烈下降的情況下，電驛必須完全依賴副線法則(Pilot Schemes)和 Zone2 越區間之設計，達成內部故障之跳脫。

3.4 準確度的需求

思考先前之小節，準確度我們以電壓及電流可能遭遇最大電源阻抗比(SIR)和最大暫態越區間，來做保證。如在電源阻抗比為 30 的情形下，由表一知其故障電壓值約為正常電壓的 3%，假設其最大暫態越區間為 5%，則其電驛之電壓被低估和電流被高估，每次不得超過正常值之 0.15%(0.05*0.03=0.15%)。自從我們企圖從暫態領域裏，得到電表級之準確度，於圖十二中可觀查出。

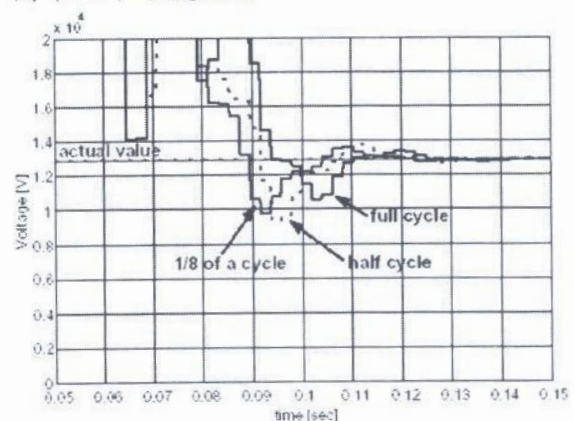


圖 8 · 電壓估測使用不同之視窗長度 (CVT-1, SIR=30, 故障發生在 54ms 起始角於 0 度)

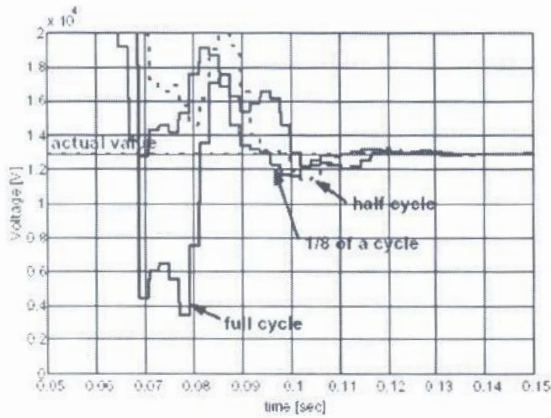


圖 9 · 電壓估測使用不同之視窗長度 (CVT-1, SIR=30, 故障發生在 50ms 起始角於 90 度)

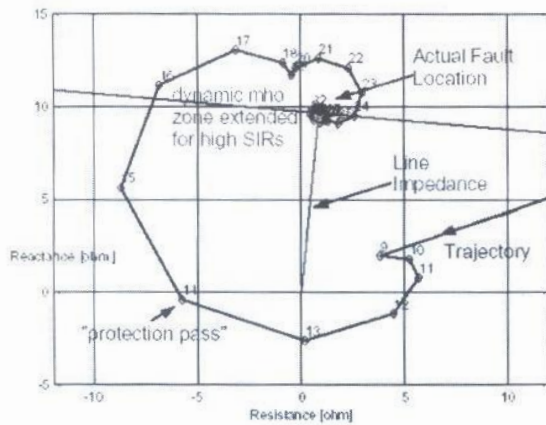


圖 10 · 線路向量阻抗下之阻抗軌跡 (CVT-1, SIR=30, 故障起始角於 90 度)

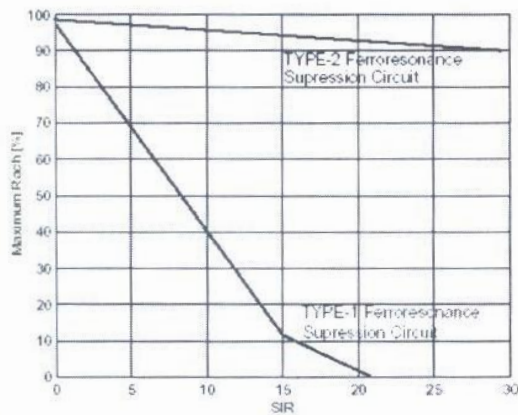


圖 11 · 一般 Reach vs. SIR 之關係曲線

4. 測距電驛之動作速度

本小節將討論高電源阻抗比下電容型比壓器產生之暫態，此情形不只會造成測距電驛非故障區間的暫態越區間，而且會降低故障區間內之測距電驛動作速度變慢。

如圖七中之描述可知其電壓訊號(在高 SIR 下電流訊號沒夾帶任何訊息)所攜帶之故障位置資訊，被 CVT 雜訊埋沒一段長時間，為了區別故障是在 SIR=30 條件下之 Reach 點或故障，我們假設在 75% 的 Reach，電驛標置必須分開為正常電壓的 $3% \times 0.75 = 2.2%$ (跳脫) 和正常電壓的 3% (閉鎖)，此兩 0.8% 之差異在於假設當雜訊達正常之 30% 時必須被查覺。實際上，這電驛將不會跳脫直到 CVT 產生之暫態消失和 60Hz 之訊號從雜訊中出現。如電驛要非常快速跳脫，暫態越區間同樣會一再發生。

值得強調的是使用短資料視窗週期之相量估測器，亦無法改善此情形，如圖八和圖九使用 1/8 窗週期之估測器，仍然需要大約 25~35ms 之時間才能獲得電壓大小之實際值。

一些相關電驛動作速度之文章於期刊上發表說，為了安全性考量之前題下使用時間延遲去解決暫態越區間問題，即使在故障之後引用了時間延遲，然而電驛在高電源阻抗比下也會降低測距電驛之動作速度，如此則造成更嚴重之時間延遲。

5. 新演算法則

本節將概略強調利用測距電驛新演算法，能對電容型比壓器之暫態獲得良好控制。

5.1 前置濾波器

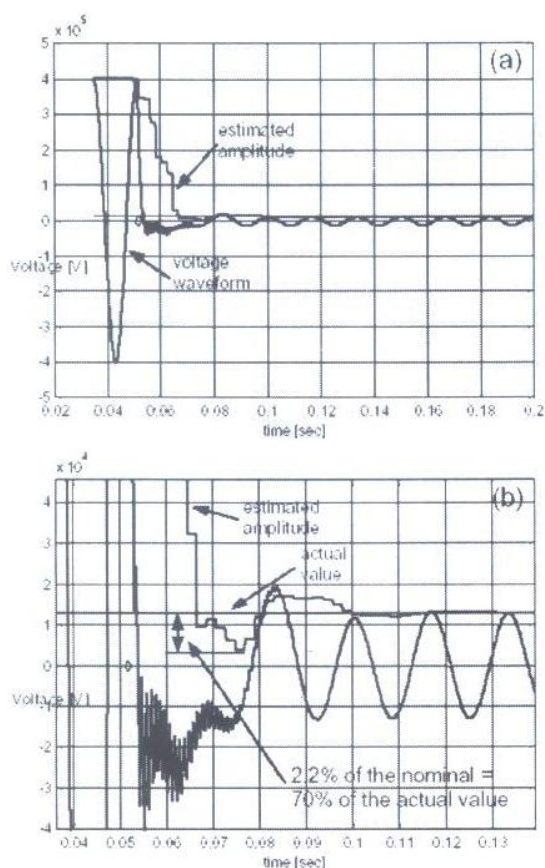


圖 12 · 電壓大小之估測 (CVT-1, SIR=30, 故障起始角於 90 度) 圖(a)電壓大小快速斜降圖 圖(b)電壓低估 2.2%之正常電壓, 也就是提供系統 70%的暫態電壓

為得到良好之濾波效果, 使用不同之電壓式和電流式濾波器, 在前置電流濾波器上我們使用修正 mimic 型之濾波器, 此濾波器為固定無窮脈衝響應式濾波器 (FIR, Finite Impulse Response), 比起典型之 mimic 濾波器有較好之頻率響應。

前置電壓濾波器為一特殊設計, 可應付 CVT 之暫態, 使用非對稱之無窮脈衝響應式濾波器, 其具有近似 1.5 電力週期之視窗長度, 由於本身之最佳化設計, 使其延遲極低於電力週期, 故本濾波器對於 CVT 之暫態和高頻雜訊兩者有優越之性能。

5.2 相量估測器(Phasor Estimation)

相同地, 電壓和電流訊號使用不同之相量估測器, 電流相量使用全週期之傅立葉演算法, 電壓相量使用半週期之傅立葉演算法, 使用前置濾波器和相量估測器, 可下列之精確度:

- 電流: 可使由直流分量所造成之暫態超越量小於 3%。
- 電壓: 可使 CVT 之暫態所造成之過低估測暫態小於 0.6%。

由上述之精確度組合結果, 導致其暫態越區間範圍從 1%(SIR≤5) 到大約 20%(SIR=30)。未來為降低此暫態越區間, 雙重 Zone1 之方法已被提出, 如圖 13 所示。

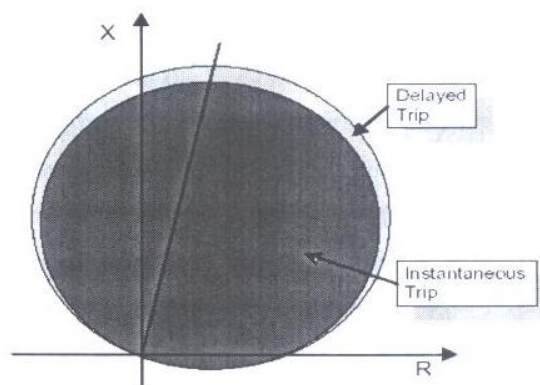


圖 13 · 第一區間 (Zone 1) 之瞬時與延時阻抗圖

其內部之 Zone1 它的範圍, 可使用電壓大小做動態調整, 此動態保護區間之設定可從實際標置的 80%(SIR=30) 到 95%(SIR=0.1), 且本區間具有完整安全性; 因此, 應用時不做時間延遲。

再者, 其外部之 Zone1 它的保護範圍固定為 100%, 並使用一些時間延遲來防止誤動作, 如此一來, 暫態越區間已經被降低至非常小的值 (1~5% 在 SIR 為 30 以下時), 唯犧牲一電驛動作速度, 只為

解決故障發生接近於電驛設定點時。

5.3 測距比較器

我們使用姆歐(MHO)特性去詳細描述雙重 Zone1 之概念，此姆歐(MHO)測距元件使用動態特性含自我偏向(Self-tilting)、極化記憶及零、負序之方向性監測，其接地(Ground)與相(Phase)元件之動作方程式分別如表二及表三所示。表中定義比較器在雙重區間的工作模式，此雙重區間使用乘法器可各別設定之，而乘法器由電壓控制(例如：AG 電壓控制接地測距 A 相之倍率；AB 電壓控制相間測距 AB 相之倍率等等)。圖十四表示電壓與 Reach 兩者之關係。

Zone2、Zone3 及 Zone4 沒有應用雙重標置，因其使用延遲和副線法則(Pilot Scheme)通訊已解除很多暫態問題。

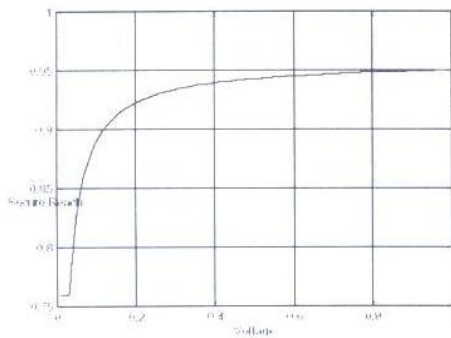


圖 14 · 第一區間(Zone 1)內部之 Reach 為電壓大小之函數

表 2 · 接地測距元件

Characteristic	Phase Comparator	Double Reach (Y/N)
Dynamic mho	I_Z-V vs. $V_{mem(p05)}$	Y
Reactance	I_Z-V vs. I_2Z	Y
Zero-sequence directional	I_2Z vs. $V_{mem(p05)}$	N
Negative-sequence directional	I_2Z vs. $V_{mem(p05)}$	N

表 3 · 相測距元件

Characteristic	Phase Comparator	Double Reach (Y/N)
Dynamic mho	I_Z-V vs. $V_{mem(p05)}$	Y
Reactance	I_Z-V vs. I_Z	Y
Directional	I_Z vs. $V_{mem(p05)}$	N

5.4 硬體設備

萬用電驛(Universal Relay)之概念的演算法已經被實現，如模組、量測單元和昇級引擎等。圖十五表示保護電驛的基本模組硬體架構，圖十六為實際之設備。

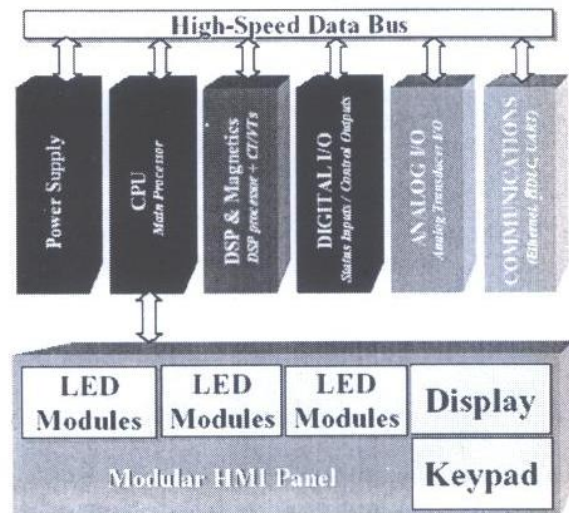


圖 15 · 模組硬體架構

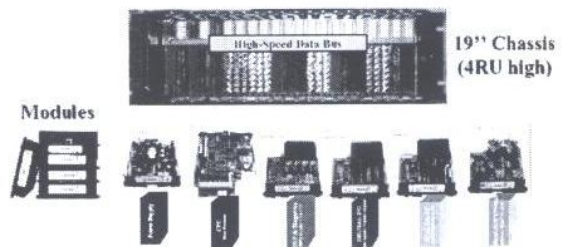


圖 16 · 實際之電驛設備

5.5 試驗及結果

利用 MATLAB 模擬和即時數位模擬器(RTDS)產生波形來驗證演算法則，現階段已經有數千個狀況被分析，暫態越區間的定義已被用於測試，如下式：

$$TO_{\%} = \frac{\text{reach of solid operation} - \text{reach of no operation}}{\text{reach of no operation}} \cdot 100\% \quad (6)$$

由測試結果顯示其暫態越區間已受良好之控制(以(6)式之定義其小於 5%)，於圖十八所示為故障位置(故障特性)和 SIR(系統特性)與平均動作時間圖；最後階段的測試由實際電驛、高準確度之 RTDS(圖十七)及高功率之電壓和電流放器執行之，預期之動作時間和暫態越區間已可成功驗證。

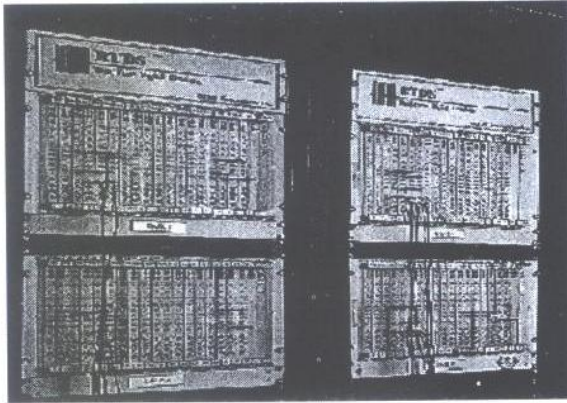


圖 17 · 試驗所使用之 RTDS 硬體

6. 結論

新測距電驛所出現之問題，如不同結構之 CVT(電容值、鐵磁共振電路的型式及負載量)，其對電驛有不同程度之影響。數位電驛於市場上使用之暫態越區間規定是非常不明確的，另廠商尚無對暫態越區和測試條件作明確定義，這關係到 CVT 之型式、鐵磁共振電路之型式、CVT 之負載及故障起始角等。

作者使用 CVT-1 及 CVT-2 之模型，傳送比廠商所公佈之更壞的性能特性，給所選用之電驛，對此情形下，本文所提之新演算法在 CVT 之暫態越區間下其動作速度犧牲不大，而確定其具有良好之優越性能。

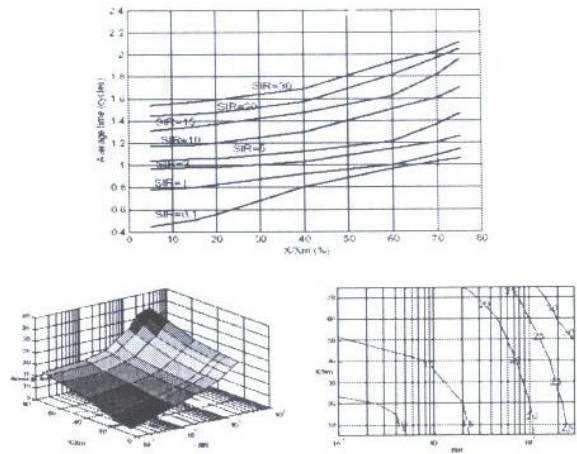


圖 18 · 新演算法之平均動作時間 (MATLAB)

