

第三章 閃爍波的信號處理方法

本章說明兩類信號處理方法，分別為離散傅立葉轉換法及包絡線檢測法。對於前者，說明頻域直接解調法及間接解調法；對於後者說明離散小波同步檢測法、Hilbert 轉換檢測法及 ADALINE 檢測法等三個檢測方法。

3.1 離散傅立葉轉換法

3.1.1 頻域直接解調法

在短時間的間距內，電壓閃爍現象可用一組複合振幅調變方程式表示之：

$$V(t) = \sqrt{2}V_{rms} \left[1 + \frac{1}{2} \sum_n \Delta V_n \sin(2\pi f_n t) \right] \times \sin(2\pi f_{sys} t) \quad (3.1)$$

直接解調法是將上述含有載波的閃爍信號直接進行離散傅立葉轉換，再以頻譜修剪方式[3-7, 25]取出閃爍的頻譜分量，亦即：

$$V(t) = \sqrt{2}V_{rms} \left[1 + \frac{1}{2} \sum_n \Delta V_n \sin(2\pi f_n t) \right] \times \sin(2\pi f_{sys} t) \quad (3.2)$$

$$= \sqrt{2}V_{rms} \sin(2\pi f_{sys} t) + \sum_n A_n \cos(2\pi f_n^- t) + \sum_n A_n \cos(2\pi f_n^+ t)$$

$$A_n = \frac{\sqrt{2}V_{rms} \Delta V_n}{4}$$

$$f_n^- = f_{sys} - f_n$$

$$f_n^+ = f_{sys} + f_n$$

如圖 3.1-1 所示，於基本波頻率 60Hz 電壓為 110V 之基波，加入調變頻率 10Hz、 ΔV 20%，透過離散傅立葉轉換後，可以得到主頻率

在 60Hz，其 $\pm 10\text{Hz}$ 有頻譜成分之圖形，如圖(b)。經由上述公式計算以及直接從頻譜去修剪，可以直接得到 ΔV 的大小與頻率之圖形，如圖(c)所示。

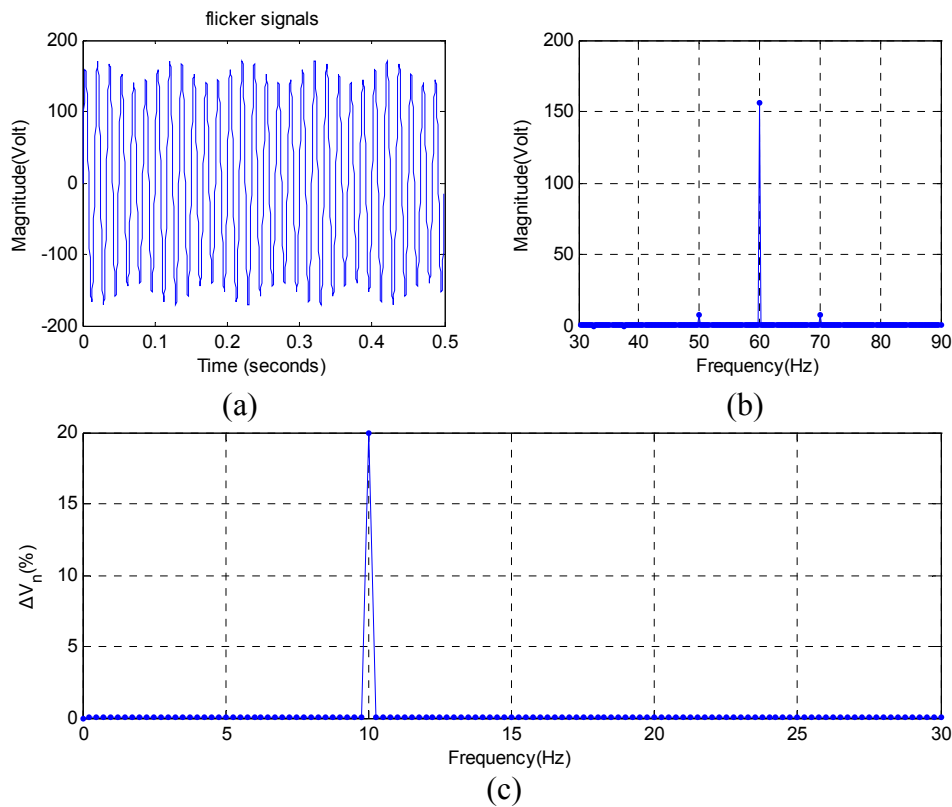


圖 3.1-1 頻域直接解調法：(a)原始的閃爍波信號；(b)閃爍波的頻譜；
(c) ΔV_n 的頻率及大小。

若取樣週期不為原始信號週期之整數倍時，會造成頻域中之能量散佈在鄰近之頻帶上，致造成主頻率附近有能量的洩漏，使得頻譜出現旁瓣(Side lobe)，此即洩漏效應。而柵欄效應則伴隨著洩漏效應產生，造成振幅大小之偏移，其結果如圖 3.1-2 所示；直接解調分析時，若有頻率漂移現象，譬如當系統頻率漂移至 60.3Hz，而調變頻率成分維持不變(同圖 3.1-1)，經離散傅立葉轉換後如圖 3.1-3 所示，換言

之也有洩漏效應；因此在量測實際波形時，若未事先經過適當處理，直接解調法易產生計算上的誤差。圖 3.1-4 為歐華科技公司所提供於 1997 年 11 月 18 日在台中金興鋼鐵廠的記錄波形，及其經傅立葉轉換後的頻譜，可明顯看到有洩漏現象。儘管離散傅立葉轉換有計算快速的優點，但應用上亦有其限制，即：(1)取樣速率(Sampling rate)須為受測信號最高成分頻率的兩倍或兩倍以上，亦即須符合尼奎士取樣定理(Nyquist sampling theorem)。(2)信號須為頻率解析度的整數倍。(3)取樣週期必須為受測信號週期的整數倍。若不符合上述 3 個條件的任何一項時，就會導致計算誤差或不良的效應。

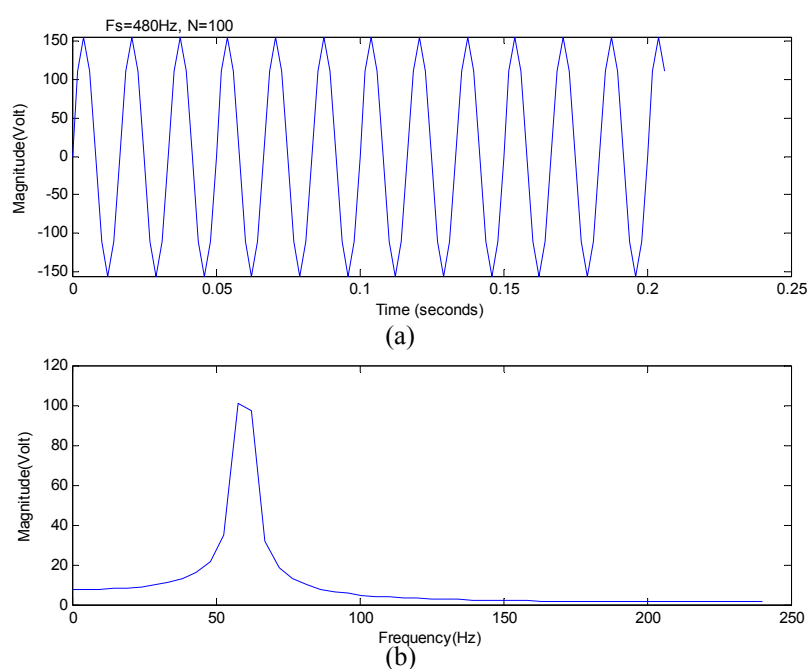


圖 3.1-2 洩漏效應圖：(a)原始信號；(b)取樣率為 480Hz，即每週期取 8 點，但總樣本數(N)非 8 的整數倍，頻譜中主頻率(60Hz)兩側有洩漏。

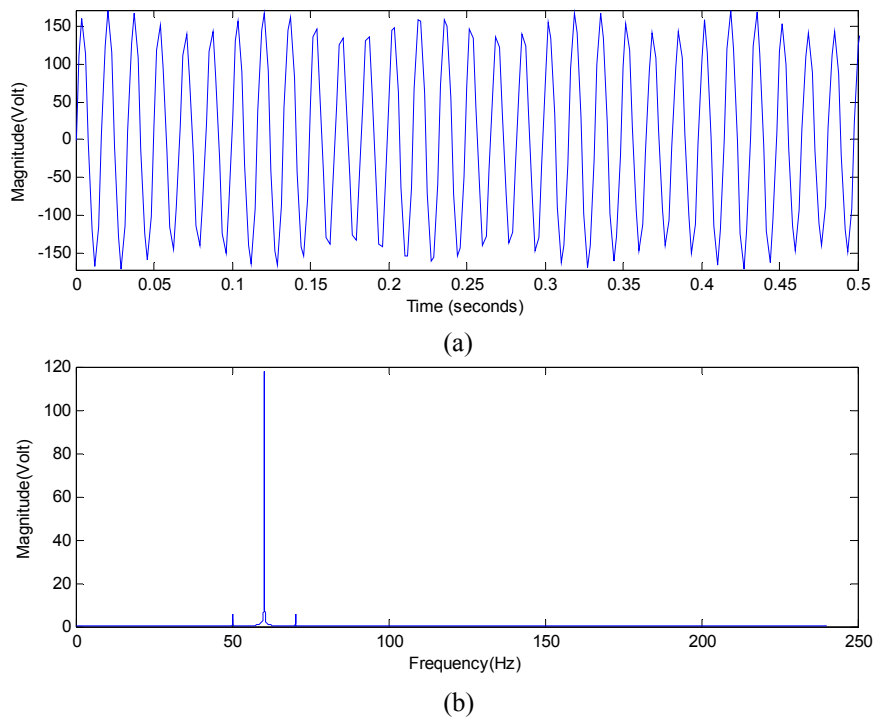


圖 3.1-3 頻率漂移所造成洩漏效應圖：(a)原始的閃爍波信號，其載波頻率漂移至 60.3Hz，其餘同圖 3.1-1；(b)閃爍波的頻譜。

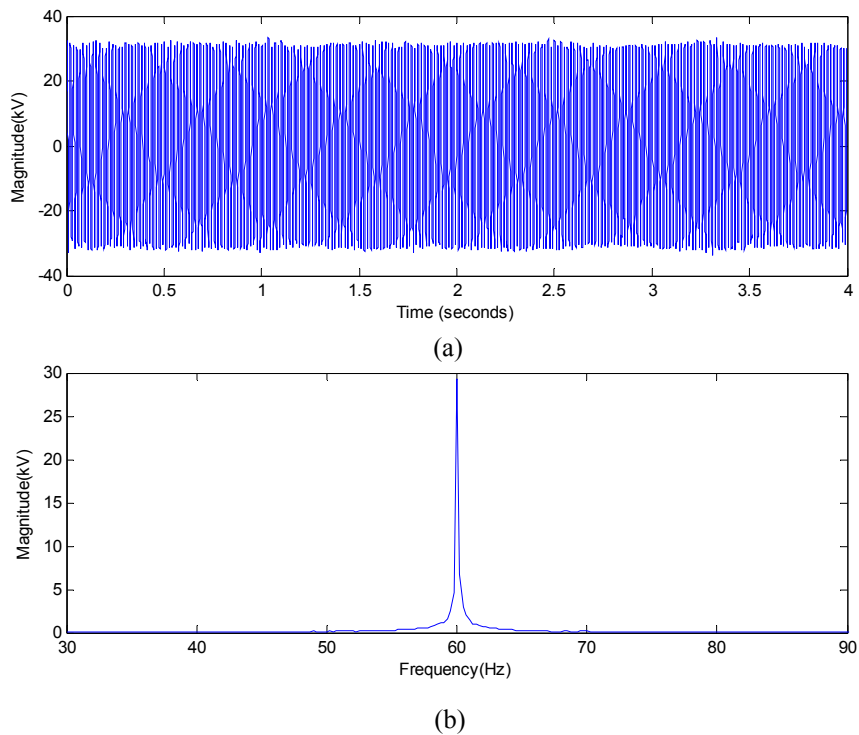


圖 3.1-4 歐華實測波形及其頻譜：(a)實測波形；(b)頻譜。

3.1.2 間接解調法

直接解調法的計算原理直接而簡單，但實際應用，卻有難以避免的誤差，為克服此困擾，文獻[3, 6-9]提出間接解調法，所稱間接係因不對原始的閃爍波執行離散傅立葉轉換，而是對電壓的均方根值曲線進行離散傅立葉轉換。此法首先對電壓瞬時曲線加矩形窗進行滑動視窗取樣，再對於滑動視窗取樣寬度時間內(一個週期)的 N 點電壓離散值計算一次電壓均方根值，由此得出一段時間內的電壓均方根值數列 H 如(3.3)式，形成電壓均方根值波動曲線稱為包絡線，如圖 3.1-5 所示。但由於電壓均方根值波形中存在直流分量，進行傅立葉轉換時，頻譜上會有幅值突起，影響附近其他頻率成分幅值計算的準確性。因此，吾人先計算出此電壓均方根值數列的電壓平均值如(3.4)式，從數列中各均方根值減去該直流分量值如(3.5)式，然後再進行傅立葉轉換如(3.6)式，經由(3.7)式計算可得到調變量。此舉可以克服因直接進行傅立葉轉換所造成的誤差。

換言之，依上述的計算流程，均方根值數列可由下式求得：

$$v_{rms}[i] = \sqrt{\frac{\sum_{m=(i-1)h+1}^{(i-1)h+N} v^2[m]}{N}}, \quad i = 1, 2, \dots, H \quad (3.3)$$

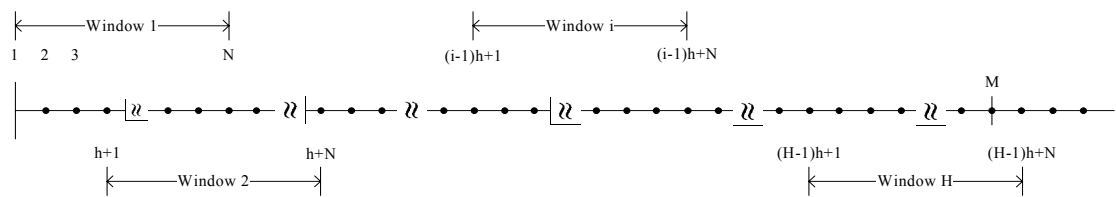


圖 3.1-5 滑動視窗法示意圖

$$V_{average} = \left(\sum_{i=1}^H v_{rms}[i] \right) / H \quad (3.4)$$

$$v_s(t) \equiv v_s[i] = v_{rms}[i] - V_{average}, i = 1, 2, \dots, H \quad (3.5)$$

$$V[k] = \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H v_s[i] e^{(-j \frac{2\pi i}{H})k}, k = 1, 2, \dots, H/2 \quad (3.6)$$

$$\Delta V_n = \frac{2}{V_{average}} V \left[\frac{f_n}{f_s / M} \right] \times 100\% \quad (3.7)$$

一般而言，電壓閃爍的頻譜頻率範圍為 0.05Hz 至 30Hz，其最高頻率 f_c 為 30Hz，根據取樣定理，可知信號處理的取樣率 f_s 應滿足 $f_s \geq 2f_c$ ，即電壓均方根值數列 $v_{rms}[i]$ 的取樣率 f_s 至少應在 60Hz 以上。圖 3.1-6 為間接解調法的執行步驟：(a)為閃爍電壓，(b)為其包絡線，(c)為取樣後的訊號，(d)為經過傅立葉轉換後所得到的閃爍電壓頻率及幅值。

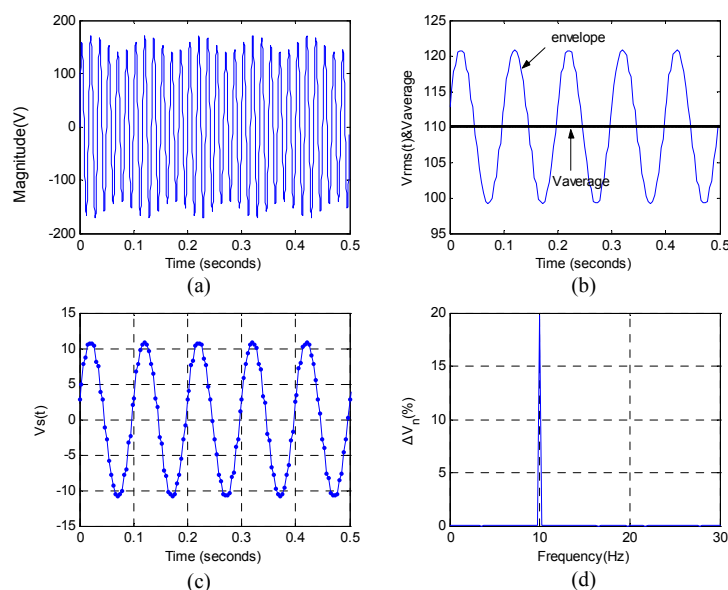


圖 3.1-6 間接解調法：(a)原始閃爍波信號 $V(t)$ ；(b)電壓均方根值波動曲線(或稱包絡線)；(c)執行(3-5)式後取樣之信號；(d)執行(3.7)式後之閃爍頻率及幅值。

根據文獻[7-8]可知，調變頻率越高，誤差越大，文中比較不同取樣視窗長度對準確度的影響，說明均方根值取樣視窗長度以半週期的效果會比較好，圖 3.1-8 顯示不同的取樣視窗長度對頻譜準確度的影響，經測試後得知取半週波形效果最好。

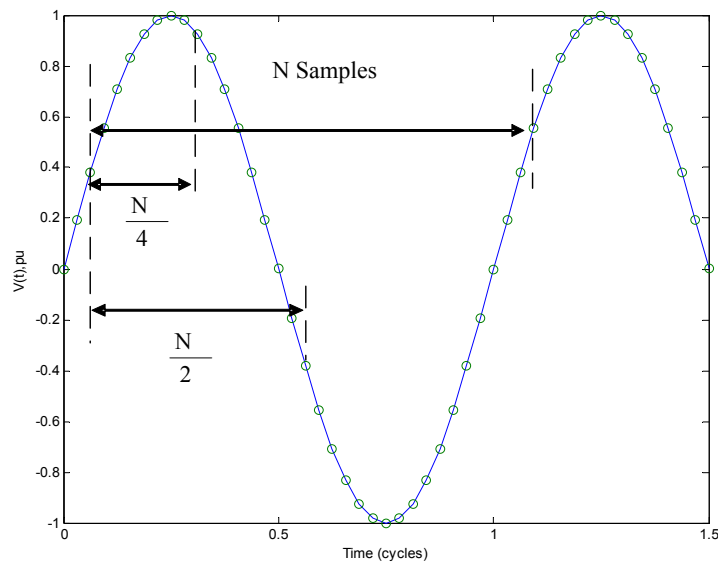


圖 3.1-7 使用不同大小視窗計算均方根值之示意圖[8]

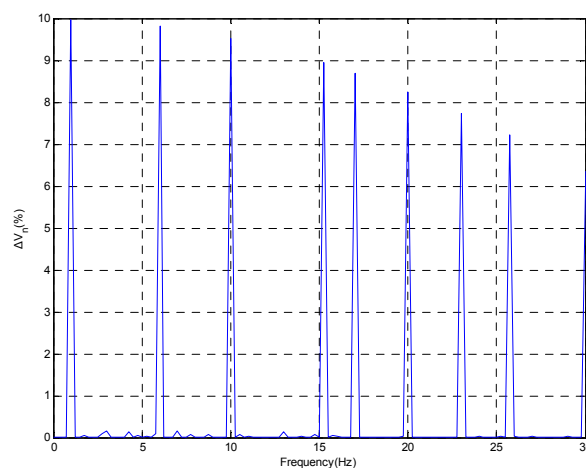
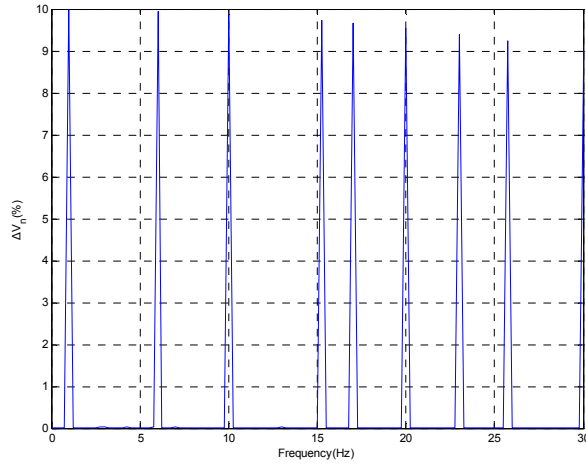
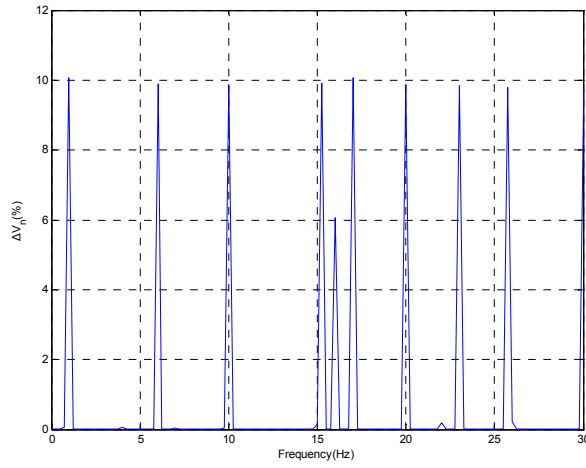


圖 3.1-8 取不同週期視窗之頻譜：(a) 取 1 週期視窗；(b) 取 1/2 週期視窗；(c) 取 1/4 週期視窗(待續)



(b)



(c)

圖 3.1-8 取不同週期視窗之頻譜：(a) 取 1 週期視窗；(b) 取 1/2 週期視窗；(c) 取 1/4 週期視窗(續)

依間接解調法，電壓閃爍成分的計算值會隨著頻率增加而衰減 [7]，其原因可由下列數學式推導說明之，下式表示原始閃爍波的取樣值：

$$v[m] = \sqrt{2}V_{ms} \left[1 + \frac{1}{2} \Delta V_n \sin\left(\frac{2\pi f_n m}{60N}\right) \right] \sin\left(\frac{2\pi f_{sys} m}{60N}\right) \quad (3.10)$$

當振幅變化至最大值時，也就是 $\sin\left(\frac{2\pi f_{sys} m}{60N}\right) = 1$ 或 -1 時，茲取

$\sin(\frac{2\pi f_{sys}m}{60N})=1$ 的情況，則 $\frac{2\pi f_{sys}m}{60N}=\frac{(2k+1)\pi}{2}$ ，因 $f_{sys}=60$ ，所以

$m=\frac{N(2k+1)}{4}$ ， $k=0,1,2,3,\dots$ ，代入至(3-10)式可得：

$$v[\frac{N(2k+1)}{4}]=\sqrt{2}V_{rms}[1+\frac{1}{2}\Delta V_n \sin(\frac{(2k+1)\pi f_n}{120})], k=0,1,2,3,\dots \quad (3.11)$$

假設 v_{rms} 、 ΔV_n 皆為定值，則 $v[\frac{N(2k+1)}{4}]$ 的值在 $\frac{\pi}{2}$ 的週期內會隨著

頻率的增加而變小，茲以閃爍頻率 30Hz、10Hz、1Hz 為例分別說明之：

假設 $v_{rms}=1pu$ ，於 30Hz 給定 $\Delta V_{30}=0.1pu$ ，則 $v[m]$ 振幅最大為

$\sqrt{2}[1+\frac{1}{2}0.1]=1.4849pu$ ，但由下式可知：

$$v[\frac{N(2k+1)}{4}]=\sqrt{2}[1+\frac{1}{2}0.1 \sin(\frac{2\pi 30 \frac{N(2k+1)}{4}}{60N})], k=0,1,2,3,\dots \quad (3.12)$$

$$\max\{v[\frac{N(2k+1)}{4}]\}=1.4642pu$$

當含有 $\Delta V_{30}=0.1pu$ 成分時，實際上經取樣後 $v[m]$ 的最大振幅只有 1.4642pu。如果給定 $\Delta V_{10}=0.1pu$ ，則 $v(t)$ 振幅最大為 1.4849pu，但由下式：

$$v[\frac{N(2k+1)}{4}]=\sqrt{2}[1+\frac{1}{2}0.1 \sin(\frac{2\pi 10 \frac{N(2k+1)}{4}}{60N})], k=0,1,2,3,\dots \quad (3.13)$$

$$\max\{v[\frac{N(2k+1)}{4}]\}=1.4825pu$$

換言之，當含有 $\Delta V_{10}=0.1pu$ 成分時，實際上經取樣後的最大振幅只有 1.4825pu。給定 $\Delta V_1=0.1pu$ ，則 $v(t)$ 振幅最大為 1.4849pu，由下式：

$$v[\frac{N(2k+1)}{4}]=\sqrt{2}[1+\frac{1}{2}0.1 \sin(\frac{2\pi 1 \frac{N(2k+1)}{4}}{60N})], k=0,1,2,3,\dots \quad (3.14)$$

$$\max\{v[\frac{N(2k+1)}{4}]\}=1.4849pu$$

當含有 $\Delta V_1 = 0.1pu$ 成分時，經取樣後的最大振幅只有 $1.4849pu$ 並無衰減。

經由(3.11)~(3.14)式可知，取樣後的電壓閃爍信號，利用傅立葉轉換計算頻率量，信號振幅隨閃爍頻率增加而衰減，因此利用(3.16)式所求得之包絡線的振幅亦隨之衰減，此即誤差發生的原因。

為補償矩形視窗所造成的洩漏效應，在[8]中提出衰減因數定義如下：

$$Ga(f_n) = \frac{\text{計算所得之 } \Delta V_n}{\text{原始波形之 } \Delta V_n} \quad (3.15)$$

為得到衰減因數數值，依間接解調法，重複計算 30 個波形，每次僅計算一個調變成分，分別為 $f_n = 1, 2, \dots, 30\text{Hz}$ ， $\Delta V_n = 10\%$ ；為補償視窗所產生的洩漏誤差，定義修正因數如下：

$$Gc(f_n)Ga(f_n) = 1 \quad (3.16)$$

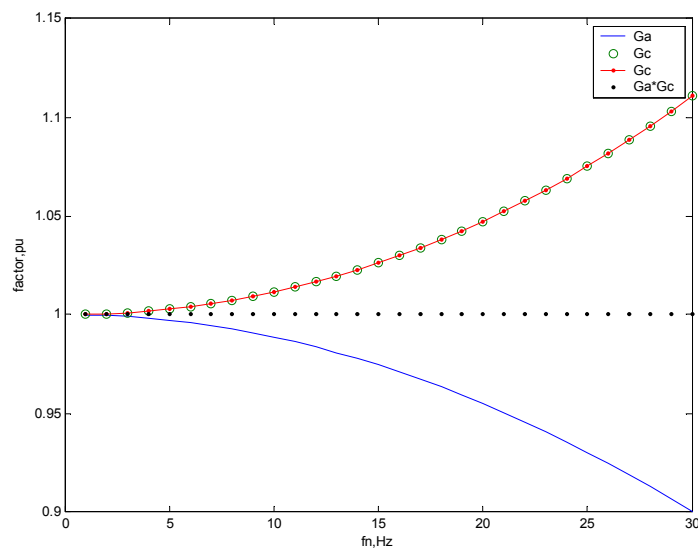
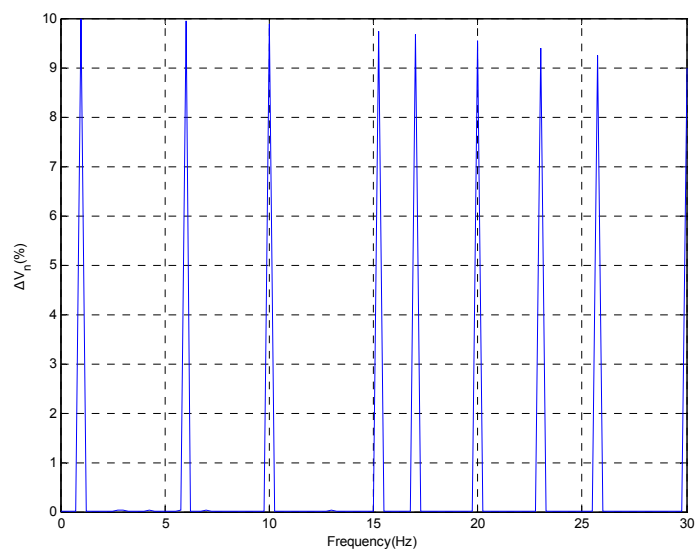
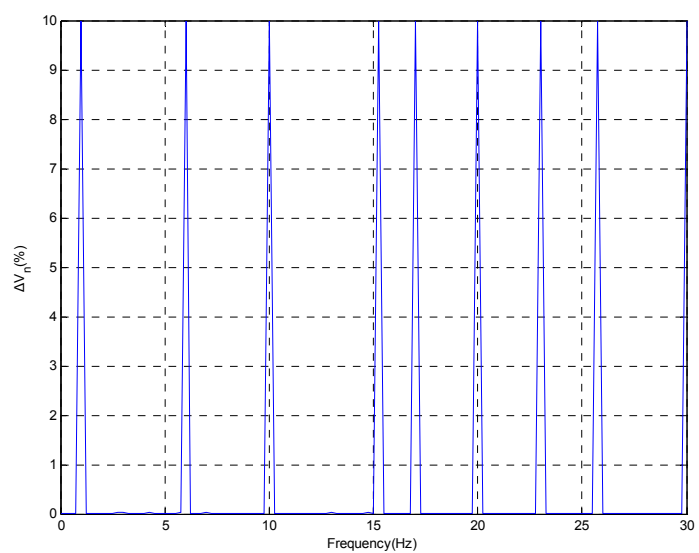


圖 3.1-9 衰減因數與修正因數曲線



(a)



(b)

圖 3.1-10 未修正與修正後之頻譜圖：(a)未修正；(b)修正後之頻譜圖。

3.2 包絡檢測法

本節說明離散小波、Hilbert 及 ADALINE 等三個檢測法的工作原理。

3.2.1 離散小波同步檢測法

離散小波轉換是利用高低通濾波器與多重解析空間，將信號分解至不同的頻帶，藉此觀察信號的特性，其動作流程如圖 3.2-1[25]。

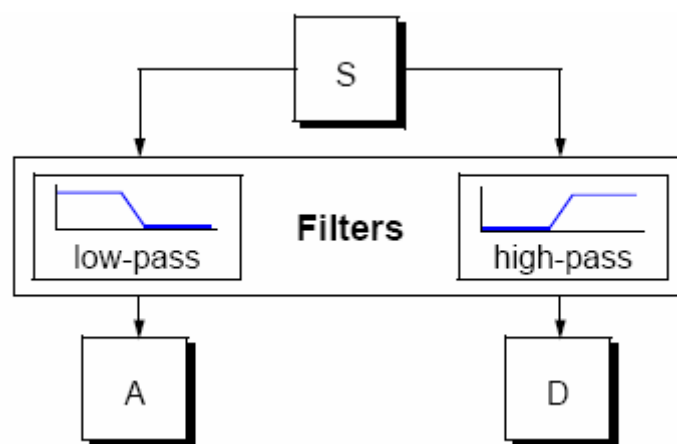


圖 3.2-1 離散小波轉換示意圖

離散小波轉換可分為分解與合成兩個過程，分解是將信號分解至不同的解析空間，而合成則是將各層的信號重新還原至原始信號的空間中。分解過程可由(3.17)式與(3.18)式表示之：

$$c_j(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_0(n-2x)s_{j+1}(n) \quad (3.17)$$

$$d_j(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_1(n-2x)s_{j+1}(n) \quad (3.18)$$

二式分別將具有高解析度的信號 s_{j+1} 分解至不同的解析空間； c_j

代表解析後的低頻信號(Approximation signal)； d_j 為高頻信號。如圖(3.2-1)，係分別與低通濾波器係數 h_0 進行摺積(Convolution)後，再以2的因子作降頻取樣(Down-sampling)完成分解動作，如圖 3.2-2 所示。

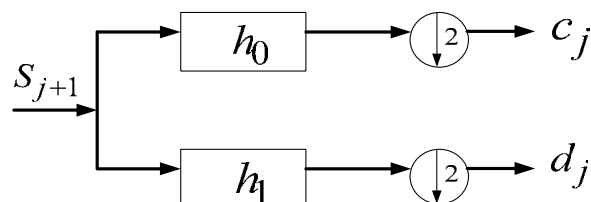


圖 3.2-2 離散小波分解過程示意圖

合成過程則與分解過程相反，如圖 3.2-3 所示，首先將低頻信號 c_j 作升頻(Up-sampling)的動作，再與逆低通濾波器係數 g_0 進行摺積；再將 d_j 做升頻的動作，再與逆高通濾波器係數 g_1 進行摺積，然後再將二者的係數組合形成 s_{j+1} 的原始信號。

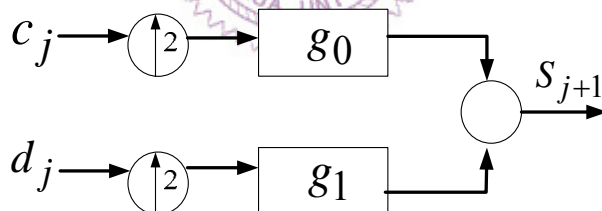


圖 3.2-3 離散小波合成過程示意圖

圖 3.2-4 說明多層離散小波轉換，由圖可知：多層離散小波分解乃係遞迴執行圖 3.2-1 的分解動作，圖示第二、三層再於低頻係數分解。

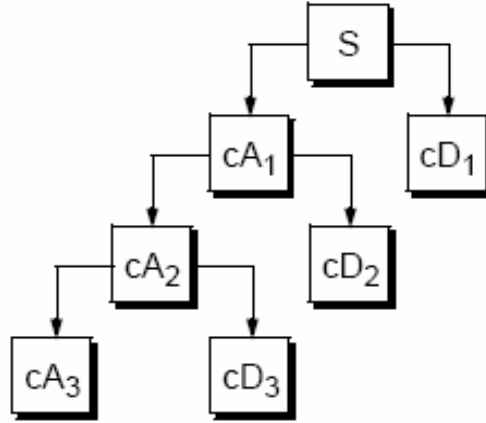


圖 3.2-4 多層離散小波分解過程示意圖

Zhou 等[16]運用離散小波檢測法分析電壓閃爍，係將待測信號

$V(t)$ 乘上與 $V(t)$ 頻率相同的同步電壓信號 $V_r(t) = \sin(2\pi f_{sync} t)$ ，亦即：

$$\begin{aligned}
 x(t) &= V(t) \cdot V_r(t) \\
 &= \sqrt{2}V_{rms} \left[1 + \frac{1}{2} \sum_n \Delta V_n \sin(2\pi f_n t) \right] \times \sin(2\pi f_{sys} t) \cdot \sin(2\pi f_{sync} t) \\
 &= A(t) \sin^2(\omega_{sys} t) \\
 &= \frac{1}{2} A(t) - \frac{1}{2} A(t) \cos(2\omega_{sys} t)
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

其中

$$A(t) = \sqrt{2}V_{rms} \left[1 + \frac{1}{2} \sum_n \Delta V_n \sin(2\pi f_n t) \right]$$

$$f_{sys} = f_{sync}$$

$$\omega_{sys} = 2\pi f_{sys}$$

Zhou 等再透過離散小波轉換，將所得之數據經過多層小波分解後，把含有閃爍成分的低頻信號重建後，即可得到圖 2.1-1 的包絡信號。本論文利用 db10 小波對信號進行分解，取樣頻率為 $f_s = 3840\text{Hz}$ ，經過 5 層小波分解後，取其低頻成分重建，待測值及其頻譜如圖 3.2-5

所示，可知待測波形於末端有突波產生，因此影響其頻譜分析造成柵欄效應，故在使用本檢測法時須注意取樣信號的長度須較欲作頻譜分析之資料長度要長一些。

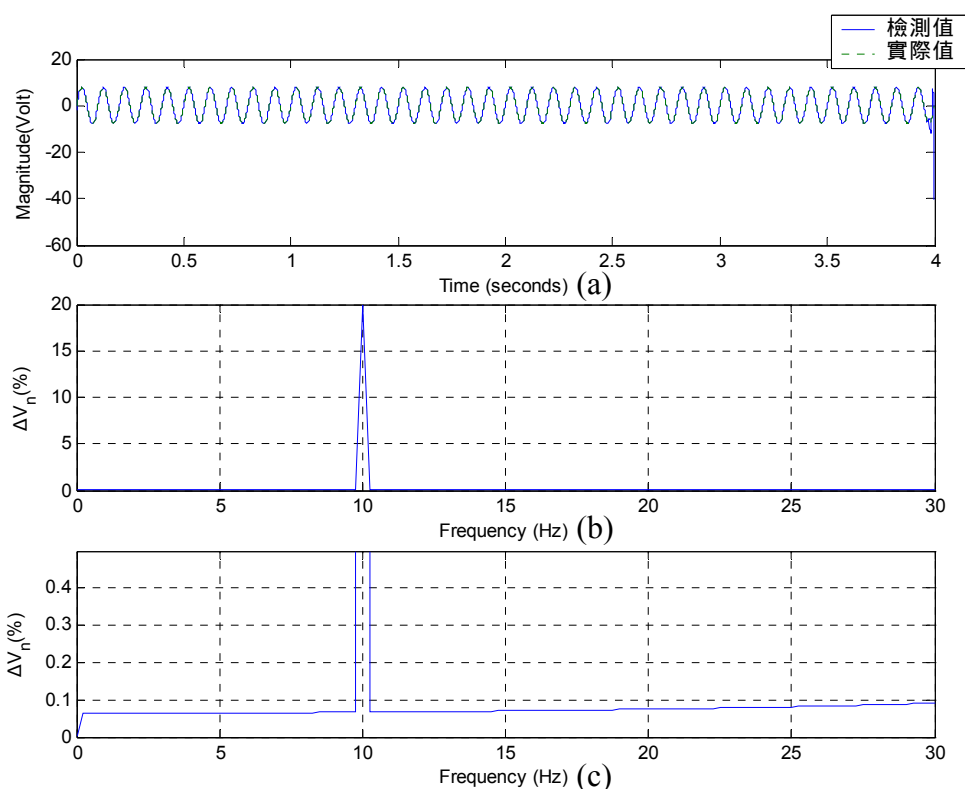


圖 3.2-5 離散小波同步檢測法：(a)包絡信號波形(註：原始波形同圖 3.1-1a；檢測值與實際值二者之差)；(b)包絡線的頻譜，同圖 3.1-1c；(c)頻譜之柵欄效應。

3.2.2 Hilbert 轉換檢測法

Hilbert 轉換檢測法[23]要透過 Hilbert 轉換取得閃爍波信號的包絡線，亦即：經由移除系統或載波頻率的成分，直接計算 0~30Hz 的成分，如同間接解調方法使用移動視窗法，取得均方根值的包絡波形。再透過離散傅立葉轉換計算其頻譜成分，待測值及其頻譜如圖

3.2-6，可知本方法能有效檢出包絡波形。

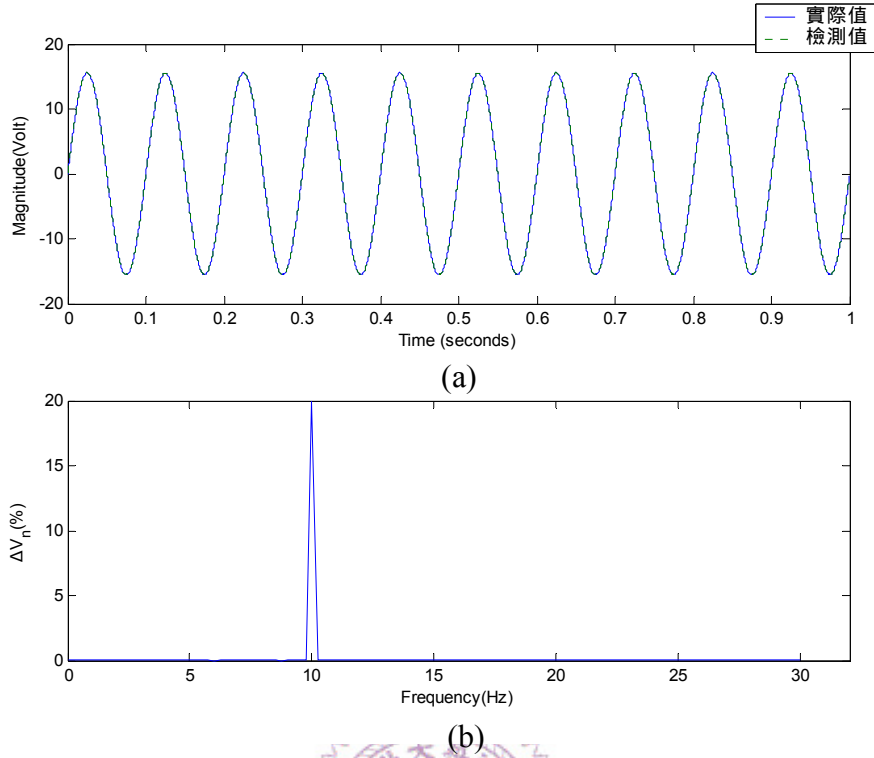


圖 3.2-6 Hilbert 轉換檢測法：(a) 檢測與實際包絡信號波形(註：原始波形同圖 3.1-1a；包絡線的檢測值與實際值重疊)(b)閃爍波的頻譜。

對於包絡信號，本研究係執行離散傅立葉轉換。推導過程如下：

對於連續的時間信號 $x(t)$ ，其 Hilbert 轉換 $\hat{x}(t)$ 可定義為：

$$\hat{x}(t) = H[x(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau = x(t) * \frac{1}{\pi t} \quad (3.20)$$

式中 $\hat{x}(t)$ 可視為信號 $x(t)$ 通過濾波器的輸出結果，該濾波器的單位脈衝響應為 $h(t) = \frac{1}{\pi t}$ 。

由傅立葉轉換的理論可知： $jh(t) = \frac{j}{\pi t}$ 的傅立葉轉換可用符號函數 $\text{sgn}(\omega)$ 表示之， $\hat{X}(\omega)$ 是 $\hat{x}(t)$ 的傅立葉轉換結果，因此 Hilbert 轉換的頻率響應為：

$$H(\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega) = \begin{cases} -j & \omega > 0 \\ 0 & \omega = 0 \\ j & \omega < 0 \end{cases}$$

$$\hat{X}(\omega) = H(\omega)X(\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega)X(\omega) \quad (3.21)$$

根據文獻[23]，當某複變信號(Complex signal)的虛部為該複變信號的實部之 Hilbert 轉換時，則稱此複變信號為解析信號。令 $z(t)$ 為解析信號：

$$z(t) = x(t) + j\hat{x}(t) \quad (3.22)$$

對 $z(t)$ 取其模，便可得到包絡信號 $|A(t)|$

$$|A(t)| = |z(t)| = \sqrt{x(t)^2 + \hat{x}(t)^2}$$

茲對於以下描述閃爍波的調變信號進行應用 Hilbert 轉換。閃爍波信號為：

$$\begin{aligned} V(t) &= \sqrt{2}V_{rms} \left[1 + \frac{1}{2} \sum_n \Delta V_n \sin(2\pi f_n t) \right] \times \sin(2\pi f_{sys} t) \\ &= \sqrt{2}V_{rms} \sin(2\pi f_{sys} t) + \sum_n \frac{\sqrt{2}V_{rms} \Delta V_n}{4} \{ \cos[2\pi(f_{sys} - f_n)t] - \cos[2\pi(f_{sys} + f_n)t] \} \end{aligned}$$

由於

$$H\{\cos(\omega t)\} = \sin(\omega t)$$

$$H\{\sin(\omega t)\} = -\cos(\omega t)$$

在執行 Hilbert 轉換後遂可得：

$$\begin{aligned} H\{V(t)\} &= -\sqrt{2}V_{rms} \cos(2\pi f_{sys} t) + \sum_n \frac{\sqrt{2}V_{rms} \Delta V_n}{4} \{ \sin[2\pi(f_{sys} - f_n)t] - \sin[2\pi(f_{sys} + f_n)t] \} \\ &= -\sqrt{2}V_{rms} \cos(2\pi f_{sys} t) \left[1 + \frac{1}{2} \sum_n \Delta V_n \sin(2\pi f_n t) \right] \end{aligned}$$

以及

$$\begin{aligned} z(t) &= V(t) + jH\{V(t)\} \\ &= \sqrt{2}V_{rms} \left[1 + \sum_n \Delta V_n \sin(2\pi f_n t) \right] [(-j)e^{j2\pi f_{sys}t}] \end{aligned}$$

最後再對上式取其絕對值，便可得調變因數：

$$|z(t)| = \sqrt{2}V_{rms} \left[1 + \frac{1}{2} \sum_n \Delta V_n \sin(2\pi f_n t) \right] \quad (3.23)$$

若對(3.22)式兩邊作傅立葉轉換，根據(3.21)式可得：

$$\begin{aligned} Z(\omega) &= X(\omega) + j\widehat{X}(\omega) = X(\omega) + jH(\omega)X(\omega) = [1 + \text{sgn}(\omega)]X(\omega) \\ Z(\omega) &= \begin{cases} 2X(\omega) & \omega > 0 \\ X(\omega) & \omega = 0 \\ 0 & \omega < 0 \end{cases} \quad (3.24) \end{aligned}$$

因此，對於離散時間信號 $x(n)$ ，可利用此法得到它的解析信號

$z(n)$ ，步驟為：

(1) 對 $x(n)$ 執行離散傅立葉轉換，得 $X(k)$ ，其中 $k=0,1,\dots,N-1$ (注意：

$k=N/2,\dots,N-1$ 係對應負頻率)；

$$(2) \text{ 令 } Z(k) = \begin{cases} X(k) & k = 0 \\ 2X(k) & k = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \\ 0 & k = \frac{N}{2}, \dots, N-1 \end{cases}$$

(3) 對 $Z(k)$ 執行離散傅立葉轉換，即得到 $x(n)$ 的解析信號 $z(n)$ 。

(4) $|z(n)|$ 即為 $x(n)$ 的包絡信號。

根據統計，台電公司的系統頻率有 95% 以上介於 59.9~60.1Hz 之間，當系統頻率漂移至 60.05Hz 時，使用 Hilbert 檢測法會有突波造成柵欄效應，如圖 3.2-7 所示；對於基頻 60、60.01、60.05、60.1Hz，且電壓為 110V 之基波，加入調變頻率 10Hz、 $\Delta V=1\%$ 與 20% 的閃爍成分，如表 3.2-1 所示；當頻率漂移不是頻率解析度時，會造成頻譜上的誤差，並且調變成分大小越低，造成的誤差百分比越大。

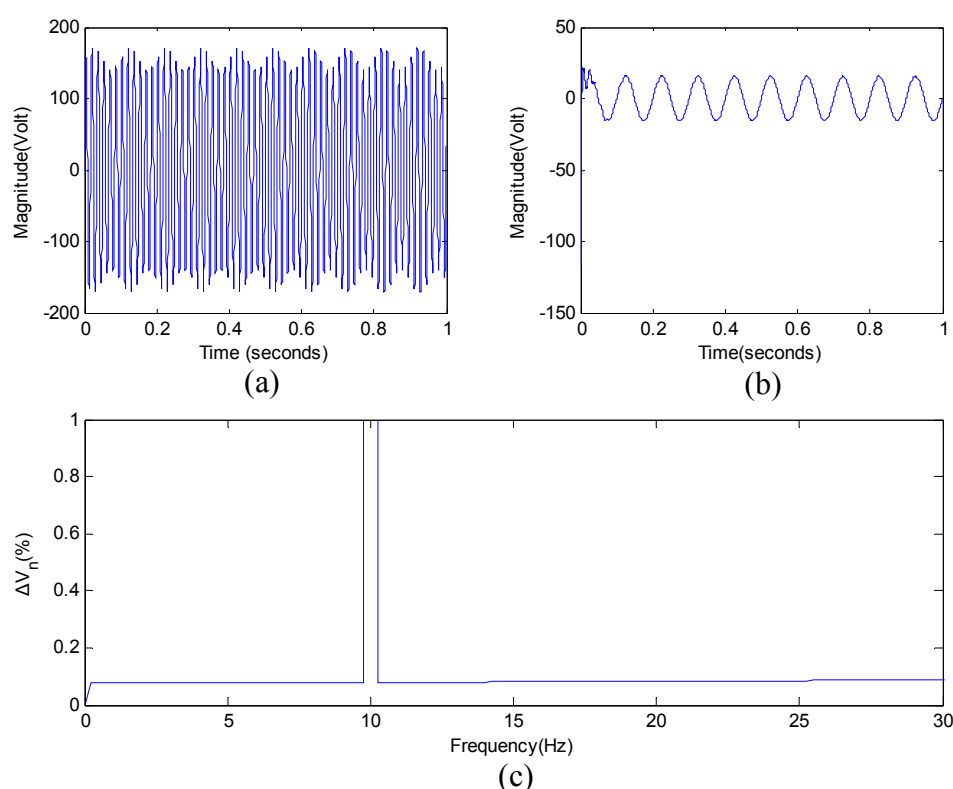


圖 3.2-7 Hilbert 轉換檢測法：(a) 頻率漂移至 60.05Hz 的閃爍信號波形(註：原始波形同圖 3.1-1a)；(b)檢測之包絡波形；(c)頻譜之柵欄效應。

表 3.2-1 Hilbert 轉換檢測法於頻率漂移之結果(待續)

	$V_{10} = 1\%$			$V_{10} = 20\%$		
	V_{10}	$\Delta V\%$	$\Delta V_{10}\%$	V_{10}	$\Delta V\%$	$\Delta V_{10}\%$
60.0	1.0000	1.0000	1.0000	20.0000	20.0000	20.0000

表 3.2-1 Hilbert 轉換檢測法於頻率漂移之結果(續)

60.01	1.0014	1.0748	1.0392	20.0030	20.0063	20.0044
60.05	1.0111	1.3567	1.1964	20.0120	20.0315	20.0215
60.1	1.0002	1.0583	1.0211	19.9990	20.0019	20.0000

3.2.3 ADALINE 檢測法

在電力系統中，電壓擾動可由多個不同振幅大小的正弦信號表示之：

$$V(t) = A(t) \sin(\omega_{\text{sys}} t + \phi_1) \quad (3.25)$$

其中， $A(t)$ 為擾動下的電壓振幅， ω_{sys} 為系統角頻率， ϕ_1 為主成分的相角。 $A(t)$ 的形式取決於擾動源負載的特性，譬如：對於中載時的開關切換， $A(t)$ 可表示為步階函數；對於電焊機， $A(t)$ 可表示為不同頻率和責任週期的方波函數；對於交流電弧爐， $A(t)$ 可用頻率低於系統頻率的正弦函數表示之：

$$A(t) = A_0 + A_f(t) \sin(\omega_f t + \phi_f) \quad (3.26)$$

其中， A_0 為主頻成分之振幅大小值， $A_f(t)$ 為電壓閃爍成分， ω_f 為電壓閃爍成分的角頻率， ϕ_f 為電壓閃爍成分的相角。

為估測電壓波形 $V(t)$ 的包絡波形，茲將(3.25)式改寫為：

$$V(t) = A(t) \left\{ \sin \omega_{\text{sys}} t \cos \phi_1 + \cos \omega_{\text{sys}} t \sin \phi_1 \right\} \quad (3.27)$$

其向量形式為

$$V(t) = \begin{bmatrix} \sin \omega_{sys} t & \cos \omega_{sys} t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A(t) \cos \phi_1 \\ A(t) \sin \phi_1 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$= X(t)^T W(t)$$

令 ω_1 和 ω_2 分別代表 $A(t) \cos \phi_1$ 和 $A(t) \sin \phi_1$ ，則包絡信號為：

$$V_{en} = \sqrt{\omega_1^2 + \omega_2^2} \quad (3.29)$$

且其相角可由下式計算之：

$$\phi_1 = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \quad (3.30)$$

其中基於(3.28)-(3.30)式的包絡追蹤模型可表示如圖 3.2-7。本論文以此模型配合 ADALINE 演算法來追蹤電壓閃爍的包絡波形，說明如下。

根據文獻[22]，ADALINE 能有效且準確地追蹤閃爍波。其計算步驟如下(參考圖 3.2-7)：(1)在時間 k 時產生一組線性組合的輸入向量 $X(k) = [x_1 x_2 \cdots x_n]^T$ ；(2)將輸入向量乘上加權向量 $W(k) = [\omega_1 \omega_2 \cdots \omega_n]^T$ ；(3)兩者結合產生線性輸出 $\hat{y}(k) = X(k)^T W(k)$ ；其中，加權向量係透過適應演算法調整，因此 ADALINE 演算法的輸出 $\hat{y}(k)$ 會接近期望值 $y(k)$ 。在適應演算法的選擇中，常採用最小均方(Least Mean Square, LMS)演算法，也就是 Widrow-Hoff delta 法則。此法則定義為：

$$W(k+1) = W(k) + \alpha \cdot e(k) \cdot X(k)^T \quad (3.31)$$

其中， $e(k) = y(k) - \hat{y}(k)$ 為時間 k 的預測誤差， $\hat{y}(k)$ 為時間 k 的估測信號振幅， α 為學習參數。

用於分解信號成分時，ADALINE 演算法的技術要求相對於卡門濾波器法[12-14]較低。最小均方演算法可過濾量測時的雜訊。學習參數 α 的數值以及 $W(k)$ 的起始條件(Initial condition)對此追蹤器的穩定性和效能有很大的影響。

本方法之檢測值及其頻譜示於圖 3.2-8，可知本於法於 0.05 秒後即能有效檢出包絡波形。

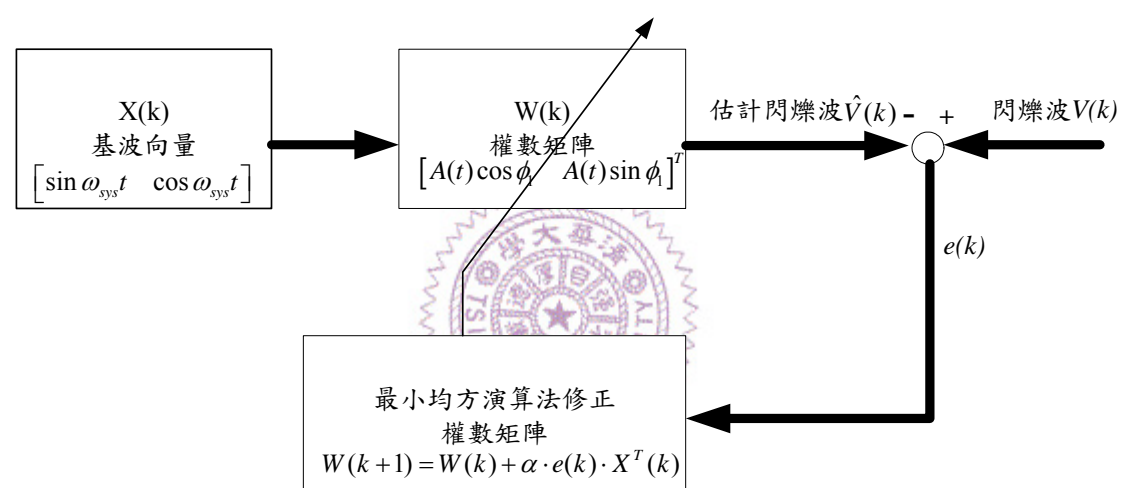


圖 3.2-8 閃爍追蹤模型示意圖

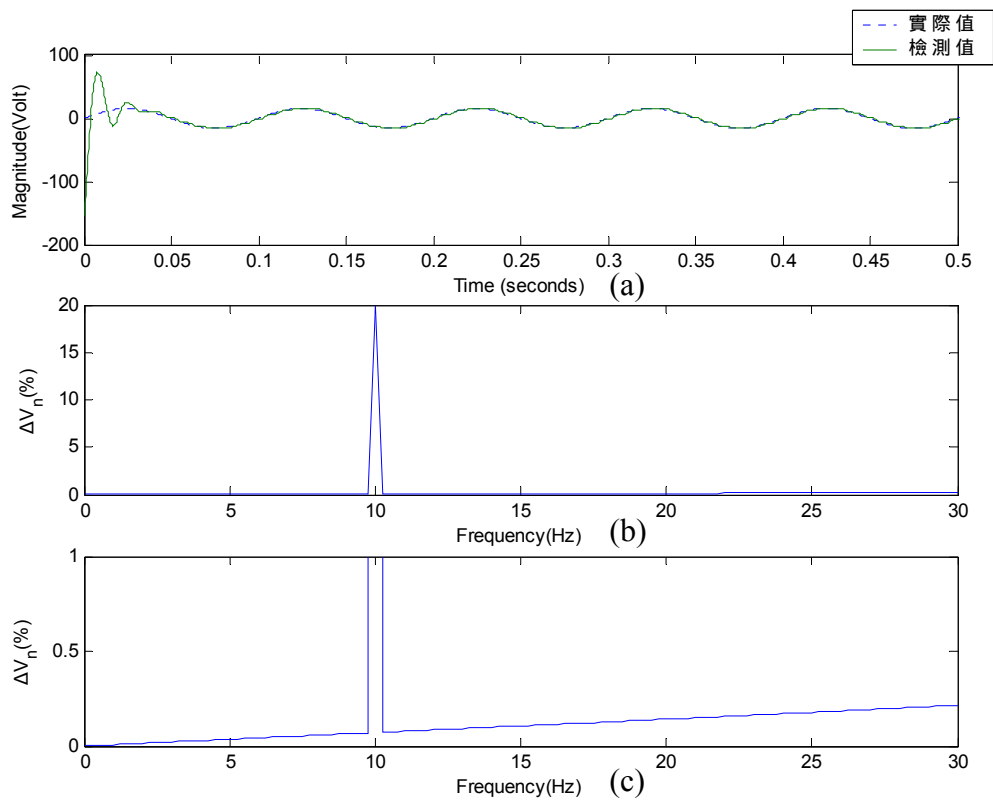


圖 3.2-9 ADALINE 檢測法：(a)包絡信號波形(註：原始波形同圖 3.1-1a 檢測值與實際值二者之差)；(b)包絡線的頻譜；(c) 頻譜之柵欄效應。