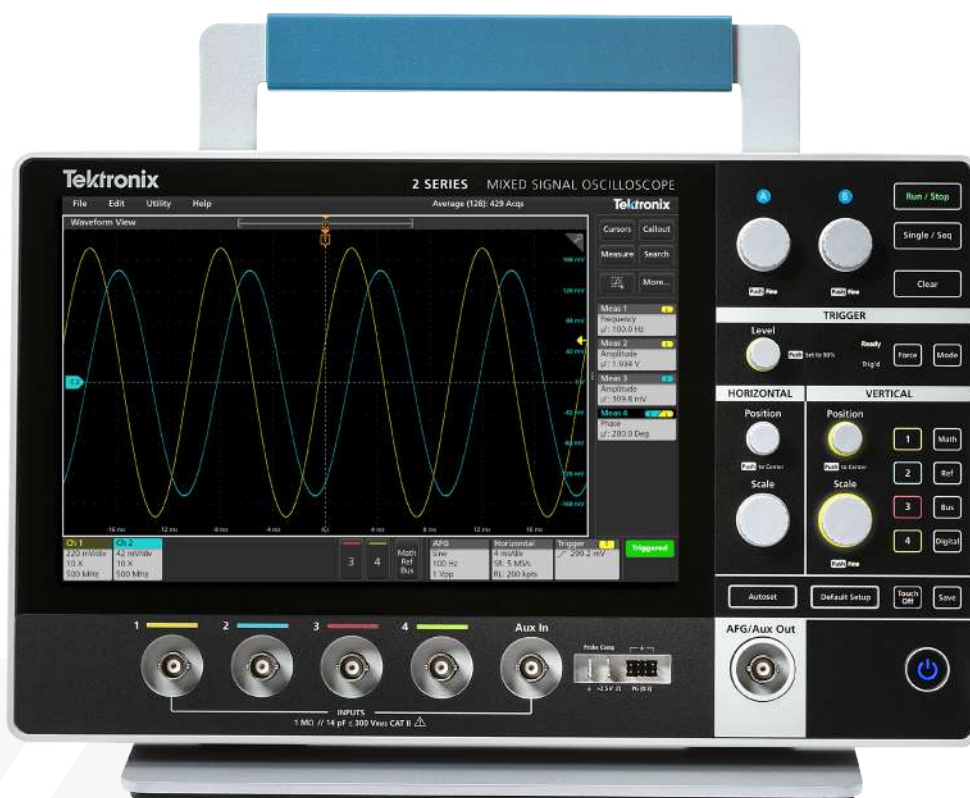




使用示波器和函數產生器 進行電容和電感量測

應用摘要



大多數實驗室都有充足的數位萬用電錶 (DMM) 用於量測直流電阻，但在量測電感、電容和阻抗時，並不一定能輕鬆找到 LCR 電錶。

LCR 電錶的工作原理是對待測裝置 (DUT) 施加交流電壓，並量測產生的電流，包括相對於交流電壓訊號的振幅和相位。電容性阻抗將具有超前電壓波形的電流波形。電感性阻抗的電流波形滯後於電壓波形。幸運的是，如果您的實驗室中有示波器和函數產生器，您可以使用類似的技術進行多頻阻抗量測並獲得良好的結果。這種方法也可以用於教學實驗室練習。

什麼是阻抗？

阻抗是交流電路中電流流動的總阻力。阻抗由電阻 (實數) 和電抗 (虛數) 元素組成，通常用複數表示法表示為 $Z = R + jX$ ，其中 R 是電阻， X 是電抗。

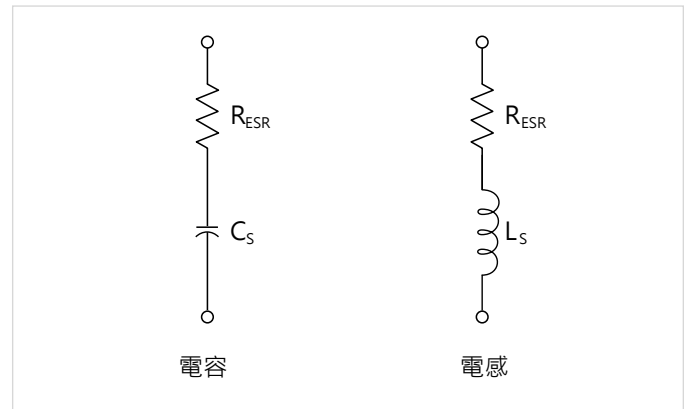


圖 1. 阻抗建模為具有等效串聯電阻的電容器或電感器。

真實世界的組件由電線、連接、導體和介電材料組成。這些元素結合起來構成了組件的阻抗特性，並且該阻抗會根據測試訊號頻率和電壓位準、直流偏壓電壓或電流的存在以及環境因素 (例如操作溫度或海拔高度) 而變化。在這些潛在影響中，測試訊號頻率通常是最重要的因素。

與理想組件不同，實際組件並不是純電感或電容。所有元件均有一個串聯電阻，即其阻抗中的 R 元件。但其電抗也有多個促成因素。例如，電容器具有在高頻時變得更明顯的串聯電感。當我們量測一個真實的電容器時，等效串聯電感 (ESL) 會影響電容讀數，但是我們無法將其作為一個單獨、不同的組件進行量測。

阻抗量測方法

本應用摘要中描述的 I-V 方法只是量測阻抗的眾多方法之一。其他方法還包括橋接法和諧振法。

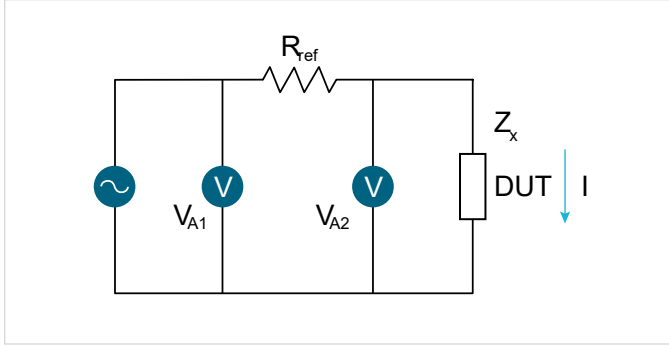


圖 2. I-V 法測試電路。

I-V 方法使用 DUT 兩端的電壓和電流值來計算未知阻抗 Z_x 。透過量測與 DUT 串聯的精密電阻兩端的壓降來量測電流，如圖 2 所示。方程式 1 顯示如何使用電路找到 Z_x 。

方程式 1：

$$Z_x = \frac{V_{A2}}{I} = \frac{V_{A2} R_{ref}}{V_{A1} - V_{A2}}$$

理論準確度

在本應用摘要中，我們將使用配備選配任意波形/函數產生器 (AFG) 的 Tektronix 2 系列 MSO 混合訊號示波器。2 系列 MSO 將用於提供激勵和量測功能。內建 AFG 的 50 MHz 頻寬非常適合這種量測。示波器的直流增益準確度為 3%。正如您在方程式 1 中所看到，示波器的電壓量測準確度是總測試準確度中最關鍵的因素。

根據方程式 1，此量測方法的理論準確度應為 6% 左右。

由於示波器的取樣率遠高於這些測試中使用的激勵頻率，因此相位量測造成的誤差可以忽略不計。

測試範例

以下兩個範例介紹使用示波器和函數產生器進行電容器/電感器/等效串聯電阻 (ESR) 量測。

使用的設備：

- 含有內建函數產生器的 2 系列 MSO (選配 2-SOURCE)
- 1 k Ω 精密電阻
- 待測電容和電感
- 兩個 Tektronix TPP0200 10X 電壓探棒

對於此應用，大多數專業級示波器和函數產生器將提供可接受的結果，因為測試頻率為 100 kHz 或更低。例如，Tektronix AFG1000 和 AFG2000 系列是入門級專業級函數產生器，在該應用中也表現出色。

範例 1：10 μ F 陶瓷電容器

如圖 3 所示設定測試電路。請注意， R_{esr} 和 C 都與待測陶瓷電容器相關聯，而 R_{fg} 是函數產生器的 50 Ω 輸出阻抗。

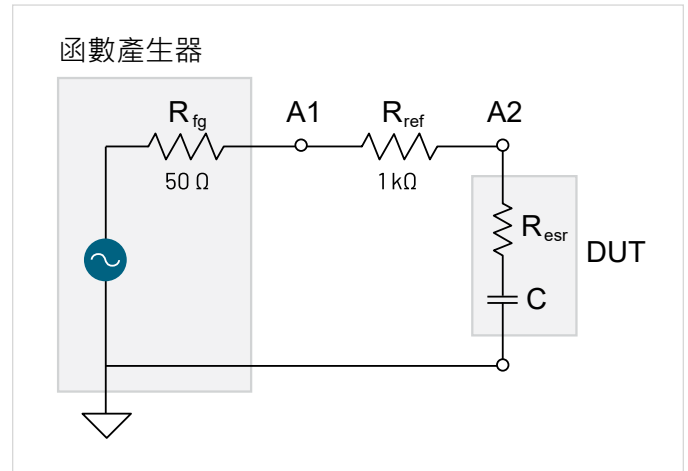


圖 3. 用於評估範例 1 中的電容器的測試設定。

將函數產生器設定為在 50 Ω 時輸出 1 V_{pp} 振幅的 100 Hz 正弦波 (請注意，示波器上的電壓量測值幾乎是此振幅的兩倍，因為量測是使用 10 M Ω 探棒進行)。調整示波器的垂直刻度設定以使用盡可能多的顯示——透過使用盡可能多的範圍，您將能提高電壓測量的準確性。

使用示波器在節點 A1 和 A2 處進行探測。圖 4 顯示了產生的波形。



圖 4. 在節點 A1 和 A2 處取得的電壓波形和量測值。

選擇示波器的平均擷取模式並將平均次數設定為 128。這將減少隨機雜訊對您的量測的影響。設定示波器以量測通道 1 頻率、通道 2 和通道 1 之間的相位、通道 1 振幅和通道 2 振幅，如圖 4 所示。記錄這些值。

從量測設定中，我們知道：

- 激勵頻率， $f = 100 \text{ Hz}$
- 精密電阻器， $R_{ref} = 1 \text{ k}\Omega$

圖 4 為在示波器上進行的量測結果：

- 在 A1 處測得的電壓振幅， $V_{A1} = 1.934 \text{ V}$
- 在 A2 處測得的電壓振幅， $V_{A2} = 0.310 \text{ V}$
- A2 相對於 A1 測得的電壓之間的相位差 $\theta = 280.0^\circ = -80.0^\circ$

節點 A1 處的電壓代表測試電路中的總壓降，而節點 A2 是待測電容器中的壓降。正如串聯 RC 電路所預期，電容器兩端的電壓滯後於總電路電壓相位角 θ 。

我們可以使用方程式 1 來計算待測電容器的阻抗。

阻抗可以使用極坐標形式表示，其中大小可由下式得出：

方程式 2：

$$Z = \frac{V_{A2} R_{ref}}{\sqrt{V_{A1}^2 - 2V_{A1}V_{A2} \cos \theta + V_{A2}^2}}$$

阻抗的角度由兩個角度相減得出：

方程式 3 :

$$\alpha = \theta - \tan^{-1} \frac{-V_{A2} \sin \theta}{V_{A1} - V_{A2} \cos \theta}$$

對於我們範例中的測試，我們可以使用方程式 2 和方程式 3 求出待測電容器阻抗的大小和角度：

$$Z = \frac{(0.310)(1 \times 10^3)}{\sqrt{(1.934)^2 - 2(1.934)(0.310) \cos(-80.0^\circ) + (0.310)^2}}$$

$$Z = 162.64 \Omega$$

$$\alpha = -80.0^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{-0.310 \sin(-80.0^\circ)}{1.934 - 0.310 \cos(-80.0^\circ)} \right)$$

$$\alpha = 270.8^\circ = -89.22^\circ$$

現在我們可以將阻抗轉換為矩形形式來求電阻和電容。

$$Z = R_{ESR} - \frac{j}{2\pi f C}$$

$$Z = Z \cos \alpha + j Z \sin \alpha$$

使用上面的方程式，我們可以求解 DUT 的 ESR 和電容：

方程式 4 :

$$R_{ESR} = Z \cos \alpha$$

方程式 5 :

$$C = \frac{-1}{2\pi f Z \sin \alpha}$$

使用方程式 4 和方程式 5，我們可以計算待測電容器的 ESR 和電容：

$$R_{ESR} = 162.64 \cos(-89.22)$$

$$R_{ESR} = 2.2 \Omega$$

$$C = \frac{-1}{2\pi(100)(162.64) \sin(-89.22)}$$

$$C = 9.8 \mu F$$

表 1 將使用示波器和函數產生器所獲得的結果與使用低成本 VNA 和傳統 LCR 電錶獲得的結果進行比較。本案例中使用的 LCR 電錶僅支援 100 Hz 和 1 kHz 的測試頻率，這是常見的組件測試頻率。您會注意到這三種方法關聯得相當好。

被動式組件值是根據特定頻率指定，因此 LCR 電錶通常具有多個測試頻率。表 1 顯示在五個不同頻率下使用示波器/函數產生器組合的結果。隨著測試頻率的增加，您可看到測試電路中寄生電感的影響——測得的電容會隨著測試頻率的增加而下降。如需更多有關測試頻率的資訊，請參閱「[量測範圍](#)」部分。

頻率	示波器 / FG	USB VNA	LCR	示波器 / FG	USB VNA	LCR
	電容 (μF)	電容 (μF)	電容 (μF)	ESR (Ω)	ESR (Ω)	ESR (Ω)
10 Hz	10.3	10.4	N/A	28.3	32.8	N/A
30 Hz	10.1	10.4	N/A	9.1	7.8	N/A
100 Hz	9.8	10.3	10.22	2.2	3.2	2.3
300 Hz	9.8	10.1	N/A	0.7	1.1	N/A
1 kHz	9.7	9.8	9.96	0.3	0.3	0.21

表 1. 範例 1 比較圖。LCR 手冊規定準確度為 0.05%。USB VNA 手冊規定準確度為 2%。

為獲得最佳結果，您需要將精密電阻 (R_{ref}) 的值保持得足夠低，以便在節點 A2 處提供顯著的電壓波形。電阻器也應大於 $50\ \Omega$ ，否則，函數產生器輸出阻抗將會影響量測。

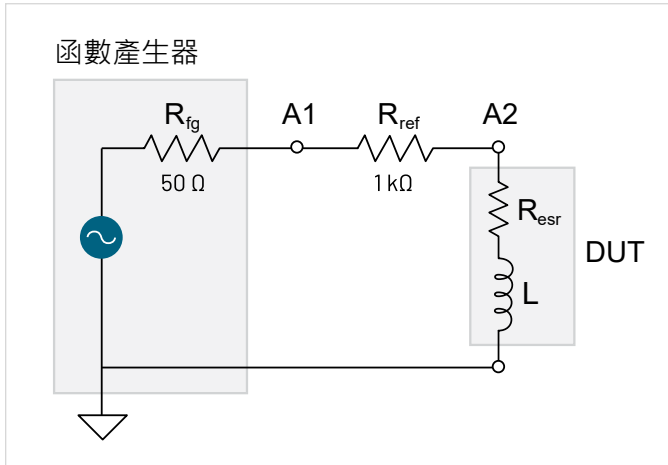


圖 5. 用於評估範例 2 中的電感器的測試設定。

範例 2：10 mH 電感器

測試電路和程序與範例 1 中用於測試電容器的電路和程序幾乎相同。

將函數產生器設定為在 $50\ \Omega$ 時輸出 1 Vpp 振幅的 10 kHz 正弦波 (示波器上的電壓量測值幾乎是這個振幅的兩倍，因為量測是使用高阻抗探棒進行)。訊號會施加到參考電阻器和待測電感器。

使用示波器在節點 A1 和 A2 處進行探測。圖 6 顯示了兩個結果波形。

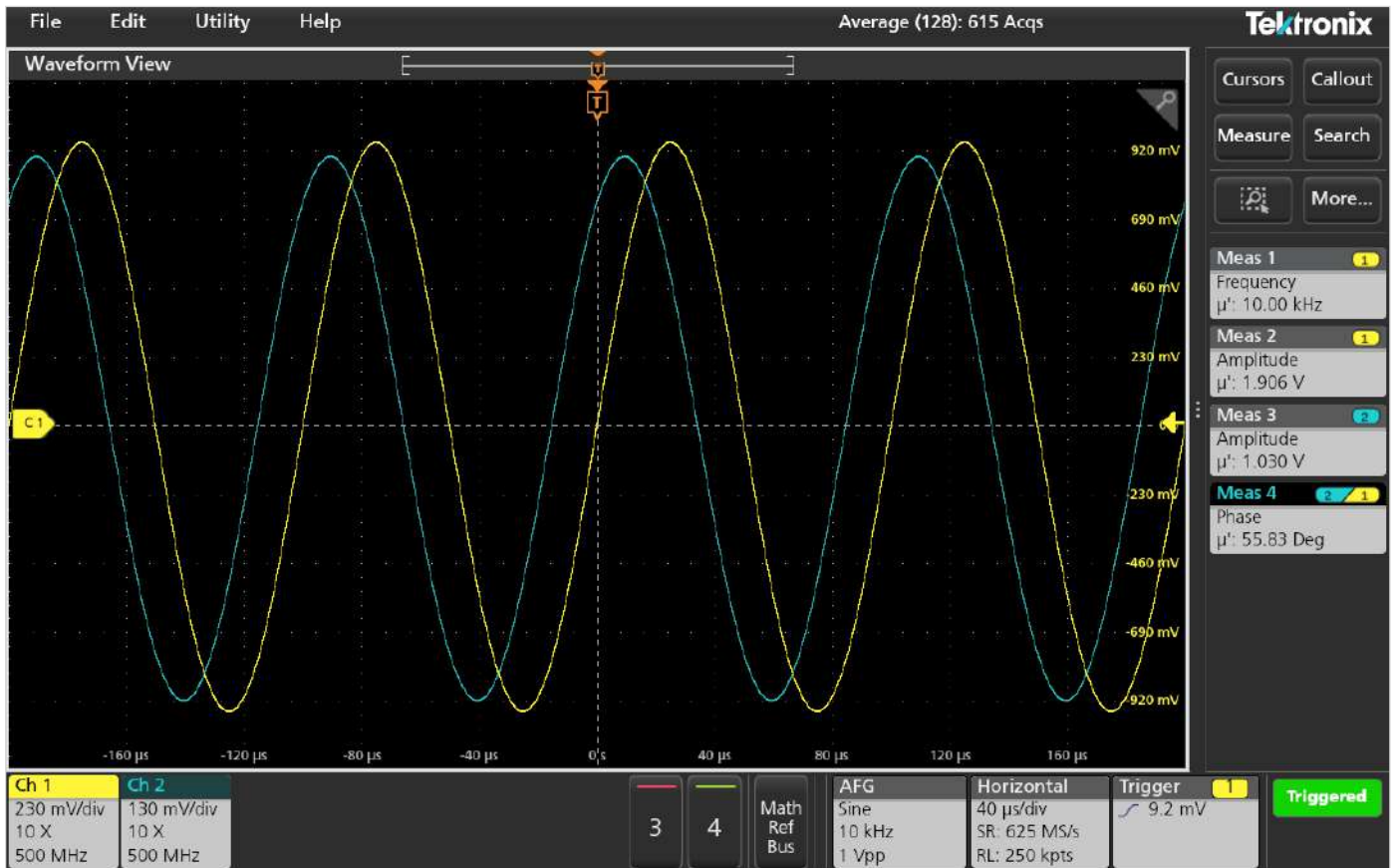


圖 6. 在節點 A1 和 A2 處取得的電壓波形和量測值。

選擇示波器的平均擷取模式並將平均次數設定為 128。這將減少隨機雜訊對您的量測的影響。將示波器設定為量測通道 1 頻率、通道 2 和通道 1 之間的相位、通道 1 振幅和通道 2 振幅，如圖 6 所示。記錄量測值。

從量測設定中，我們知道：

激勵頻率， $f = 10 \text{ kHz}$

精密電阻器， $R_{\text{ref}} = 1 \text{ k}\Omega$

根據在示波器上進行的量測並顯示在圖 6 中：

在 A1 處測得的電壓振幅， $VA1 = 1.906 \text{ V}$

在 A2 處測得的電壓振幅， $VA2 = 1.030 \text{ V}$

A2 相對於 A1 測得的電壓之間的相位差，

$\theta = 55.83^\circ$

節點 A1 處的電壓代表測試電路中的總壓降，節點 A2 是待測電感器中的壓降。正如串聯 RL 電路所預期，電感兩端的電壓超前總電路電壓的相位角 θ 。

我們可以使用與範例 1 中用於量測電容器的相同方程式來計算 DUT 的阻抗。阻抗可以用極坐標形式表示，其中阻抗的大小和角度由下式得出：

$$Z = \frac{(1.030)(1 \times 10^3)}{\sqrt{(1.906)^2 - 2(1.906)(1.030)\cos(55.83^\circ) + (1.030)^2}}$$

$$Z = 652.93 \Omega$$

$$\alpha = 55.83^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{-1.030\sin(55.83^\circ)}{1.906 - 1.030\cos(55.83^\circ)}\right)$$

$$\alpha = 88.53^\circ$$

現在我們可以將阻抗轉換為矩形形式來求電阻和電感：

$$Z = R_{\text{ESR}} + j2\pi fL$$

$$Z = Z\cos\alpha + jZ\sin\alpha$$

使用上面的方程式，我們可以求解 DUT 的 ESR 和電感：

方程式 6：

$$R_{\text{ESR}} = Z\cos\alpha$$

方程式 7：

$$L = \frac{Z\sin(\alpha)}{2\pi f}$$

使用方程式 6 和方程式 7，我們可以計算待測電感的 ESR 和電感：

$$R_{\text{ESR}} = 652.93\cos(88.53)$$

$$R_{\text{ESR}} = 16.8 \Omega$$

$$L = \frac{652.93\sin(88.53)}{2\pi(10 \times 10^3)}$$

$$L = 10.4 \text{ mH}$$

對於電容器，使用示波器和函數產生器獲得的結果與 LCR 電錶和低成本 VNA 獲得的結果接近。

如需更多有關測試頻率的資訊，請參閱「[量測範圍](#)」部分。

再次提醒，您可能需要試驗 R_{ref} 的值以獲得最佳結果。

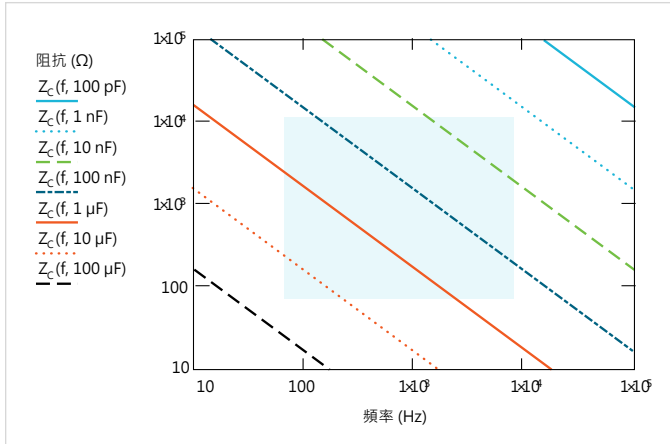


圖 7. 電容/頻率方塊。

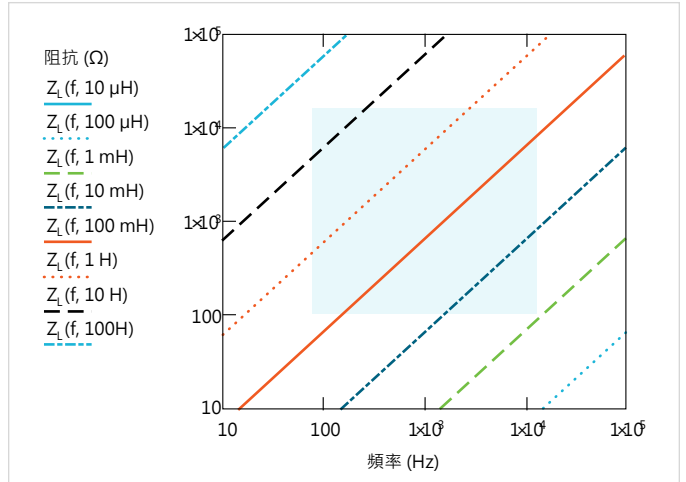


圖 8. 電感/頻率方塊。

量測範圍

對於這種阻抗量測方法，激勵頻率和 DUT 電容器或電感器值存在實際限制。

圖 7 是一個電容 / 頻率方塊。如果電容值和測試頻率落在方塊內，則您應該能夠進行量測。在陰影區內，量測準確度約為 3%，在陰影區外，準確度下降至 5% 左右。這些不確定性是假設您已經注意要使用示波器的完整顯示，平均 128 個波形週期，並使用振幅和相位的平均值來執行計算。

圖 8 中顯示了用於電感器測試的類似電感/頻率方塊。

結論

如果您的實驗室沒有 LCR 電錶，或者您想要展示電容器和電感器在正弦激勵下的行為，示波器和函數產生器可以協助您進行簡單、透明的阻抗量測。您可以預期具有 3%–6% 不確定性的電容和電感值。您只需要準備一個具有良好頻率和振幅範圍的函數產生器、一個具有良好規格和本文討論之功能的示波器、幾個精密電阻器，以及一個計算機或電子試算表，即可輕鬆利用這種方法進行量測。

Tektronix®



[台北] 新北市中和區中正路764號6樓 (02)3234-6000

[新竹] 新竹市北區光華二街72巷79號 (03)532-4199

www.lockinc.com.tw www.pcstore.com.tw/lock