

SiC 變頻器的高精度功率測量

為高精度的測量SiC 變頻器和馬達驅動系統的功率、效率、損耗

林和延

前言

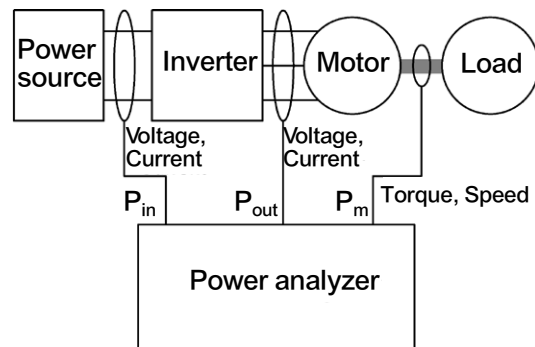
在EV和HEV、鐵道等領域，讓馬達驅動系統高效率化、小型化都是一個重要的課題。而為了能夠讓構成馬達驅動系統主要元素的變頻器能夠實現高效率化、小型化，SiC功率半導體已經開始被人們所使用^(1,2,3)。透過使用SiC功率半導體，可以使開關頻率趨於高頻化，進而達到讓被動元件小型化的目的。又或是利用低ON電阻的特性，可以達到低損耗等等的目的。想要評估馬達的驅動系統，就必須要進行準確的功率測量。而對象是SiC變頻器時，就需要用到比以往更高的帶寬去高精度的測量功率才行。

在本稿中，我們會對SiC變頻器以及馬達驅動系統的功率、效率、損耗測量相關的技術經驗，以及實測結果等等給大家做一個介紹。

變頻器・馬達的效率測量

要評估含有變頻器或馬達的馬達驅動系統時，可以透過測量變頻器的輸入輸出功率和馬達功率，然後計算輸入輸出的比率和差來測量效率、損耗。圖Fig.1中所示的是一般測量馬達驅動系統效率時的測量結構圖。變頻器和馬達的輸出會隨著時間而發生變化。所以，需要分別在各自的測量點設置測量儀器。而計算效率和損耗時，會因為測量的時機不同步，或者對多台測量儀器進行同步控制去測量。

使用功率分析儀的話就能滿足這個要求。一般的功率分析儀會有4ch~6ch去進行功率測量，並且自帶馬達分析功能。可以對效率和損耗進行高精度的測量。



$$\text{Efficiency, } \eta = P_{\text{out}} / P_{\text{in}}$$

$$\text{Loss, } P_{\text{loss}} = P_{\text{in}} - P_{\text{out}}$$

Fig. 1: 馬達驅動系統的效率測量

講得更細緻的話，進行功率運算時會用到時間區域，而根據劃分的時間區域不同，也會發生變化。功率分析儀是檢測出輸入波形的零位交叉點，然後確定運算的區域的。

一般來說，會把零位交叉作為要檢測的訊號的同步源，可以在各通道內自定義設定。因為設定了最合適的同步源就能穩定的測量到功率了，那麼效率、損耗也就能高精度的進行測量了。比如，變頻器的輸入是DC的話，可以透過把輸入輸出通道設一樣的同步源，來讓運算區域一致。

透過這個，就能穩定的測量效率、損耗了。舉個例子，如圖Fig.1所示，雖然測量的是2個點位的功率和1個馬達功率，透過把所有通道的同步源設定為變頻器的輸出電流，就能穩定的測量了。

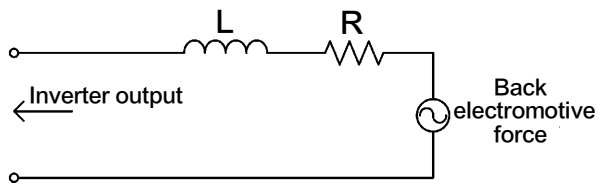


Fig. 2: 馬達的等效電路 (1 個相)

變頻器輸入功率的測量

為了測量到效率、損耗，就需要先測量到進入變頻器裡的輸入功率。這個輸入功率就是效率、損耗測量的基準。一般，變頻器的輸入為DC或AC工頻電源。如果輸入輸出的功率值出現測試誤差的話，對效率值、損耗值也會有較大的影響。所以，需要用較高的精度去測量變頻器的輸入功率。例如，變頻器的效率為99%時，如果輸入功率的測試值有0.5%的誤差的話，那麼對損耗的計算就會出現50%的誤差。雖然說用一般的波形記錄儀器也能進行功率的運算，但需要注意的是在自己想要測量的帶寬上，是否標有足夠的精度。

特別在測量DC的時候，在測量前需要注意調整功率分析儀以及電流感測器的DC偏移等。功率分析儀中有帶調零功能的話，那麼在測量前，就需要讓功率分析儀以及電流感測器處於0輸入的狀態下，執行調零。這樣才能抵銷測量儀器的DC偏移，準確的測量到DC。

變頻器輸出功率的測量

變頻器輸出是受到PWM調製的，其中含有開關頻率和高次諧波成分。所以，比起DC或工頻，需要進行更高帶寬的功率測量。在這裡，我們先探討一下測量開關頻率和諧波中的功率時所需要的帶寬。如Fig.2所示，是變頻器驅動馬達時馬達的等效電路。因為馬達的線圈上是含有電感成分的，所以諧波的電流很難流進馬達中去。而電壓因為是PWM波形，所以和矩形波相似。此時，電流的波形是三角波。在頻

率的領域中去計算三角波的有效值的話，只要能夠測量到5次為止的高次諧波成分，就能把有效值的測量誤差控制在0.1%以下。在這裡，某個頻率下的有效功率 P_f ，可以用電壓 U_f 和電流 I_f ，和電壓電流的相位差 θ_f ，用以下的公式表示。

$$P_f = U_f \cdot I_f \cdot \cos \theta_f. \quad (1)$$

所以，電壓、電流只要有一個為0，那麼其頻率成分下的有效功率就變為0了。從0.1%的測量精度上去考慮的話，就如前面所說的，開關頻率7次以上的諧波成分的電流，是可以無視的。所以，要以0.1%以下的精度去測量開關頻率和其諧波下的功率的話，就需要能夠準確測量其開關頻率的5倍~7倍為止的帶寬下的電壓·電流·相位差。只是，實際上馬達的損耗中，除了要加上Fig.2中的電阻成分，還有磁性物體的鐵損、線圈的集膚效應等造成的損耗。這些損耗都有頻率變高，損耗就會增大的傾向。所以為了能夠更為準確地測量開關頻率和其諧波下的功率，就需要用到稍微再高一些的頻率帶寬。實際上需要的頻率帶寬，是受各自損耗的頻率特性等所左右的。

實際測量SiC變頻器驅動馬達時的電壓電流波形和FFT結果如圖Fig.3所示。測量對象的詳細參數顯示在Table 1中。因電壓是PWM波形，去看FFT的話就會發現存在著超過1MHz的頻率成分。一般的功率分析儀，是沒有能夠準確測量電壓波型的測量帶寬的。看電流的話，其頻率成分只到200kHz左右。

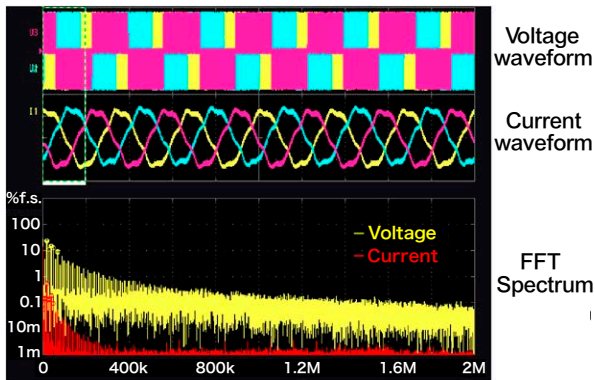


Fig. 3: SiC 變頻器驅動馬達時的實際波形，FFT 結果

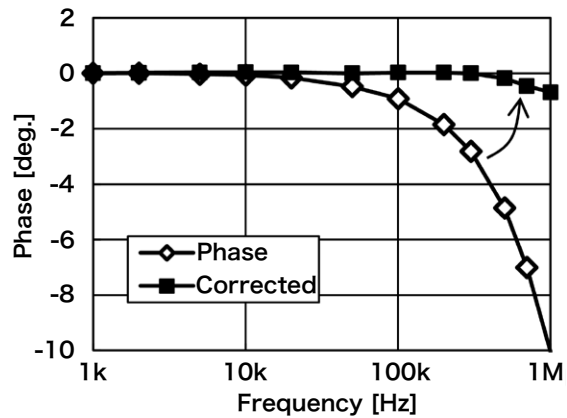


Fig. 4: 電流感測器相位誤差的補償

使用功率分析儀PW6001測量

Table1: 所測量的SiC變頻器和馬達的配置

Inverter		Motor	
Switching element	Switching frequency	Inductance	Resistance
SiC-MOSFET			
SCH2080KE (ROHM)	20 kHz	3.6 mH	0.9Ω

另外，看波形的話也是近似正弦波的。就像前文中所述的，馬達中因為含有電感成分，高頻的電流不是那麼容易流通的。

綜上所述，要準確地測量變頻器的輸出功率，就需要用到特性良好的功率分析儀。其能力，最少也要在開關頻率的5倍~7倍下才能夠準確地測量電壓·電流·相位差。而SiC變頻器的開關頻率正朝著高頻化的方向發展，所需要的帶寬也就變得更高了。

通常測量馬達驅動系統的電流時，大多都會用到電流感測器。這裡有一個問題就是電流感測器的相位誤差。所有的電流感測器，都有隨著測量頻率的增高，相位誤差變大的傾向。這也是在測量高頻功率時，會成為誤差的一個主要因素。如圖Fig.2中所示，在高頻下馬達的線圈的電感會成為支配性的存在。

所以，高頻下的開關頻率和其諧波的功率，就會成為低功率因數。用公式(1)去思考的話，低功率因數($\theta \approx 90^\circ$)下相位誤差對功率的測試值的影響就會變得非常大。那麼在高頻下，如果不去補償電流感測器的相位誤差的話，就無法高精度的去測量功率。而HIOKI所研發的功率分析儀PW6001，就如圖Fig.4中所示，帶有對電流感測器的相位誤差的補償功能，透過這個相位誤差的補償功能，就能更為準確地測量變頻器的輸出功率了。

馬達功率的測量

為了測量馬達，以及馬達驅動系統的整體效率、損耗，馬達的功率也是需要去測量的。馬達功率 P_m [W]是用公式(2)去計算的，所以需要分別測量扭矩 T [N·m]和轉數 n [rpm]。

$$P_m = T \cdot 2 \cdot \pi \cdot n / 60. (2)$$

轉數 n [rpm]是由轉速計或脈衝編碼器去測量的，而扭矩 T [N·m]是用扭力表測量的。要測量效率、損耗，就需要把功率和馬達功率同時測量。所以，使用的功率分析儀還需要能夠接受轉速計和扭力表的訊號輸入。

搭載SiC半導體變頻器效率測量示例

測量由SiC變頻器驅動馬達時的變頻器效率的測量結果如同圖Fig.5所示。圖中使用的是HIOKI所研發的功率分析儀PW6001和電流直接輸入模組PW9100，把PW6001的LPF的截止頻率從1kHz~2MHz變化後所得到的測量結果。測量對象和Table 1是一樣的。效率測量值以10kHz~50kHz為界線，產生了一個很大的變化。這個變化，就能區分是否有準確地測量到開關頻率和其高次諧波成分下的功率了。

也就是說，10kHz以下的時候，測量出來的效率值是包含與馬達轉數同步的基波成分和其諧波成分的功率。而50kHz以上時，效率值就是要測量開關頻率和其高次諧波成分的功率了。在50kHz以上時，伴隨著截止頻率的高頻化，效率的測量值也會變高。這是因為相對開關頻率的高次諧波成分，能夠更高次的測量到諧波成分的原因。

綜上所述，使用HIOKI PW6001 功率分析儀就能以2MHz的帶寬，高精度、高穩定的去準確測量到馬達驅動系統的效率、損耗了。這是因為，它能夠在準確測量到開關頻率和其諧波成分的功率的基礎上，進行效率、損耗的測量。

同相電壓的影響

如圖Fig.6中所示的是測量3相3線接線的變頻器輸出功率時的電壓接線圖。在測量電壓時，因為測量的是線間的電壓，所以在功率分析儀的各通道中會被施加比較大的同相電壓。

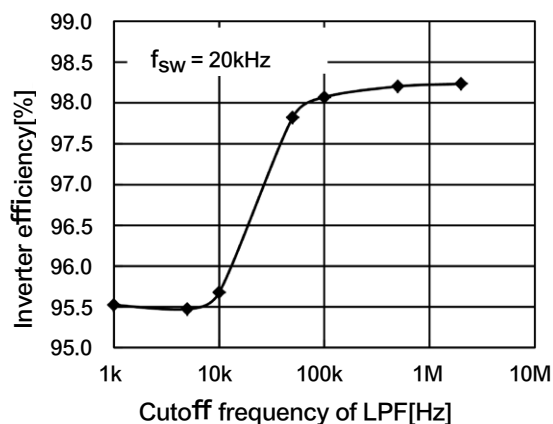


Fig. 5: 變化功率分析儀PW6001的LPF截止頻率時SiC變頻器效率的測量結果

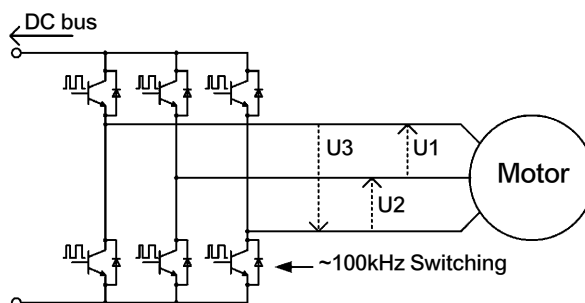


Fig. 6: 測量變頻器輸出功率時的接線(3P3W3M)

另外，這個同相電壓含有開關頻率和其諧波成分。所以，就需要用到在高頻下的共模抑制比(CMRR)高的功率分析儀去進行測量。在CMRR為80dB時，對顯示值的影響就有0.01%。也就是說，被輸入100V的同相電壓時，對顯示值的影響就有0.01V。

圖Fig.7中所示的，就是測量SiC變頻器線間電壓和同相電壓的結果。看FFT的結果就會發現，和Fig.3是一樣的。從這個結果中可以知道，同相電壓中也含有開關頻率和諧波成分。所以，隨著開關頻率的高頻化，可以說同相電壓也在趨於高頻化的發展。

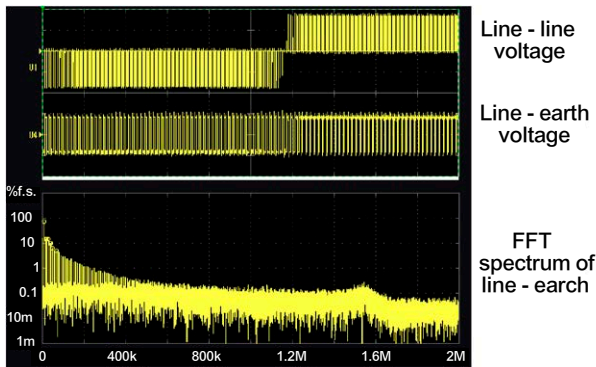


Fig. 7: 逆變器輸出電壓的共模電壓

採用SiC功率半導體的變頻器的開關頻率，正向著高頻化方向發展。所以，在高頻下，需要用到CMRR較高的功率分析儀。

電流感測器的抗干擾措施

在測量額定功率較大的馬達或變頻器時，就需要測量到數百A的大電流了。對於大電流的測量一般是用電流感測器的。而從變頻器中會發生較大的干擾，為了能夠準確測量功率，在電流感測器本身和電流感測器輸出訊號的途徑上，都需要做好防干擾的措施。HIOKI針對以上情況，提供著各種功率分析儀用的抗干擾高精度電流感測器。只要把功率分析儀和電流感測器用自帶的專用連接器連接，就能做到高抗干擾的功率測量了。^{4, 5)}

功率分析儀的頻率帶寬和採樣頻率

一般的功率分析儀的採樣頻率和類比帶寬的關係，如圖Fig.8中所示。大多功率分析儀測量時輸入到電路中的類比帶寬，要比採樣頻率 f_s 的頻率的一半 $f_s/2$ 還要高。

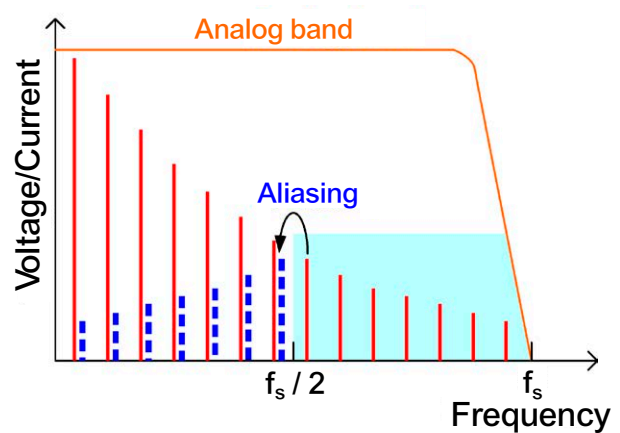


Fig. 8: 功率分析儀的頻率帶寬和採樣頻率的關係

此時，存在比 $f_s/2$ 更高頻率中的電壓·電流成分，就會返回作為干擾出現在低頻領域之中。這種現象我們一般稱他為混疊。像PWM波形這種在高帶寬上含有頻率成分的測量對象，會無法區分是返回的干擾，還是實際的訊號。這也是測量功率時造成測量精度差，或者重現性低的一個重要因素。另外，在做諧波分析的時候，返回的干擾和實際的諧波是無法區別的。為此，會檢測出假的諧波成分等等，無法正確的分析。就像圖Fig.3中所示，變頻器的輸出電壓中會存在超過1MHz的成分。而一般功率分析儀的採樣頻率在100kHz~5MHz左右。也就是說，會有超過 $f_s/2$ 頻率的電壓成分存在。此時，類比帶寬和採樣頻率就像Fig.8中的關係的話，會無法正確測量。也就是說，實際上可以使用的帶寬，只有採樣頻率的一半以下。

綜上所述，為了對變頻器的輸出功率進行測量、分析，就需要使用根據上述採樣原理去設計的測量儀器。而HIOKI的功率分析儀便是按照這個採樣原理去設計的。比如功率分析儀PW6001，針對類比帶寬2MHz/-3dB，採樣頻率就有5MHz。可以同時進行高帶寬的功率測量和正確的高次諧波分析以及FFT分析。

總結

在本稿中，我們一邊參考實測案例，一邊對變頻器、馬達的效率、損耗測量中所需要關注的測量要點、測量儀器需要具備的要素進行了介紹。特別是對近幾年開始使用的SiC變頻器相關測量要點以及和以往測量變頻器時的不同之處，注意點進行了介紹。透過實測，我們發現在排除了各種會產生測量誤差的因素之後，才能夠高精度、高穩定的測量到數據。如果您在對SiC變頻器或馬達驅動系統的功率、效率、損耗做測量時，看了本文能給您提供一些參考，我們會非常榮幸。

參考文獻

- 1) Thal, E., K. Masuda, and E. Wiesner :
“New 800A/1200V Full SiC Module” ,
Bodo’ s Power Systems, April 2015,
pp.28-31.
- 2) Fuji Electronic : “Joint Development of
Converter-Inverter for The Tokaido
Shinkansen Cars Us-ing SiC Power
Semiconductor Modules” , re-trived from
[http://www.fujielectric.com/company/
news/2015/20150625120019879.html](http://www.fujielectric.com/company/news/2015/20150625120019879.html)
- 3) Mitsubishi Electric : “Mitsubishi Electric’ s
Railcar Traction Inverter with All-SiC
Power Modules Achieves 40% Power
Savings” , retrived from [http://
www.mitsubishielectric.com/news/2015/
0622-a print.html](http://www.mitsubishielectric.com/news/2015/0622-a_print.html)
- 4) Yoda, H., H. Kobayashi, and S. Takiguchi :
“Cur-rent Measurement Methods that
Deliver High Pre-cision Power Analysis in
the Field of Power
Electronics” , Bodo’ s Power Systems, April
2016, pp.38-42.
- 5) Ikeda, K., and H. Masuda : “High-Precision, Wide-
band, Highly Stable Current Sensing
Technology” , Bodo’ s Power Systems, July
2016, pp.22-28.