

電動汽車電力轉換系統技術與應用趨勢

劉光華^{1*}

摘 要

在2013年，全世界總共銷售了1百40萬輛油電混合車及純電動車，但預期將成長至2020年的6百60萬輛。電動車的主電池容量自豐田Prius Plug-in Hybrid裝置的4.4 kWh，一直到Tesla Model S的85 kWh，遠遠超過一台筆記電腦的50 Wh。電動車的馬達驅動功率自豐田Prius的27 kW，日產Leaf的80 kW，一直延伸到Tesla Model S的270 kW。此快速成長的電動車產業與其對高性能的電池管理系統，馬達逆變器與速度控制，及各式電力電子應用的鉅大需求，將對電源管理晶片的設計工程師及企業，帶來前所未有的技術挑戰及百年僅見的商機。本文針對電動車使用之大功率電力轉換系統及電源管理晶片的關鍵技術進行探討，並提出幾項有效解決方案。

關鍵詞：電動車、切換式電源供應器、電源管理晶片、功率因數、無刷直流馬達

1. 緒 論

1.1. 電動汽車電力系統的市場規模

電動車對電池與電源供應器以及電源管理晶片帶來的商機將會有多大呢？我們可以自臺灣電源供應器和電池模組產業(總年產值約六千億臺幣)較熟悉的筆電電池來和電動車的電池市場規模做一比較。

如表1.1所示，2013年全球電動車的電池容量市場規模約是筆電電池的90%。而根據電動車產業分析師的預估，2020年電動車電池容量市場規模將成長到73 GWh。相較於近年來不再成長的筆電市場，2020年電動車電池的市場規模會是筆電電池的9.7倍之多。

而與電動車電池市場同步成長的是電池管理系統，大功率車裝充電器，大型驅動馬達，大功率逆變器，車裝數位電子，駕駛人輔助系

統，各式電源供應器，及相關的電源管理晶片。

2020年也不過6年之後。但衡諸於臺灣電源供應器和筆電電池模組產業對電動車的投資現況，似乎還跳脫不了消極地等待OEM代工機會。臺灣過去在鎳氫，鋰離子，和磷酸鋰鐵電池的投資，至今尚缺成功的案例。但是這一波電動車電力系統帶來的巨大商機，現在居世界領先地位的臺灣電源供應器，電池模組產業，居世界第二位的臺灣半導體與IC設計產業，勢必絕對不容錯過。註：據報導，Tesla在2015將擴充到年產量十萬輛的規模。

1.2. 電動車電力系統與電源管理晶片

目前電動車的驅動馬達主要有兩種：永磁式無刷直流馬達，和感應馬達。圖1.1(a)顯示一個典型三相永磁無刷直流馬達的轉子與定子的結構；圖1.1(b)顯示其等效電機線路。圖1.2(a)

¹ 臺灣科技大學電機系兼任教授

*通訊作者, 電話: 02-2737-6685, Email: kenliugmi@gmail.com

收到日期: 2014年10月01日

修正日期: 2014年11月30日

接受日期: 2014年12月04日

表1.1. 電動車電池市場規模的比較

	Notebook PC	Hybrid car	Pure EV	PHEV
2013 global sales	150 M	1.2 M	112 K	94 K
平均電池容量	50 Wh	1.5 kWh	40 kWh	5 kWh
電池容量市場規模	7.5 GWh	1.8 GWh	4.5 GWh	0.47 GWh
2020 global sales 預估	150 M	3.6 M	1.5 M	1.5 M
電池容量總市場規模	7.5 GWh	5.4 GWh	60 GWh	7.5 GWh

註:

1. 本文中電動車EV是包括(1)純電動車Pure electric vehicle, PEV；(2)油電混合車Hybrid electric vehicle, HEV；(3)可充電油電混合車Plug-in HEV, PHEV。
2. 全世界2013 Pure EV銷售11.2萬輛(Nissan Leaf = 4.75萬輛，GM Volt = 2.83萬，Tesla Model S = 2.22萬)；PHEV銷售9.4萬輛(Prius PHEV = 2.3萬)；HEV銷售120萬輛(Prius HEV = 37.8萬)。
3. Tesla Model S的電池容量有二種等級：標準款為60 kWh (使用225 kW馬達)；高性能款為85 kWh (使用270 kW或310 kW馬達)。310 kW馬達車款，0到100 km/H加速時間只要4.2秒，贏過Porsche Panamera的6.0秒。

(資料來源: 作者製作)

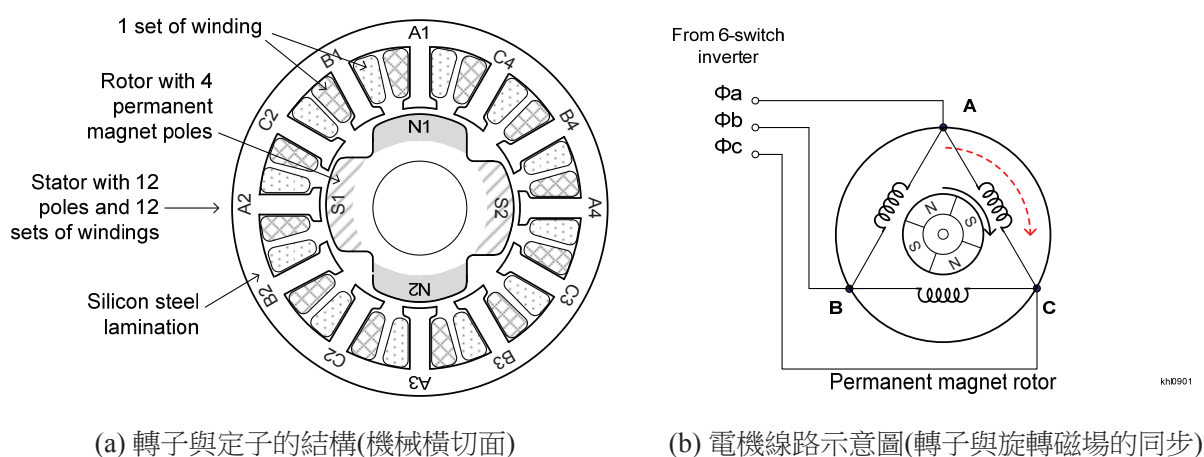


圖1.1 三相永磁無刷直流馬達
(資料來源: 作者繪製)

則顯示一個典型三相繞組轉子式感應馬達的轉子與定子的結構；圖1.2(b)顯示其等效電機線路。

純電動車的電力系統結構較油電混合車簡單，沒有內燃機引擎(internal combustion engine)及油箱，但是電動機及主電池的容量比油電混合車要多出五到二十倍。純電動車的馬力與加速性能可以比美超級跑車。但是其主要缺點是電池的續航力較不足，充電時間也比較久。

圖1.3顯示日產的純電動車Leaf的電力系統。驅動馬達為額定80 kW (108馬力)的永磁無刷直流馬達。主電池則為24 kWh的鋰離子電

池。電源管理晶片主要是用於 (1) 驅動馬達的直流變頻逆變器(inverter) 80 kW及能量回收剎車轉換器；(2) 主電池至輔助電池充電器，約2 kW；(3) 車裝交流轉直流充電器，額定3 kW (120 Vac輸入)或6 kW (220 Vac輸入)。

油電混合車的電力系統結構較為複雜。圖1.4顯示豐田汽車的Hybrid Synergy Drive的電動機系統由MG1 (motor- generator machine)及MG2組成。3 kW的MG1是擔任ICE內燃機引擎(110 hp)的起動馬達，並在行駛中改成發電機對1.3 kW主電池充電(Plug-in Prius = 4.4 kWh)。27 kW的MG2則提供市區行駛主要驅動動力，其

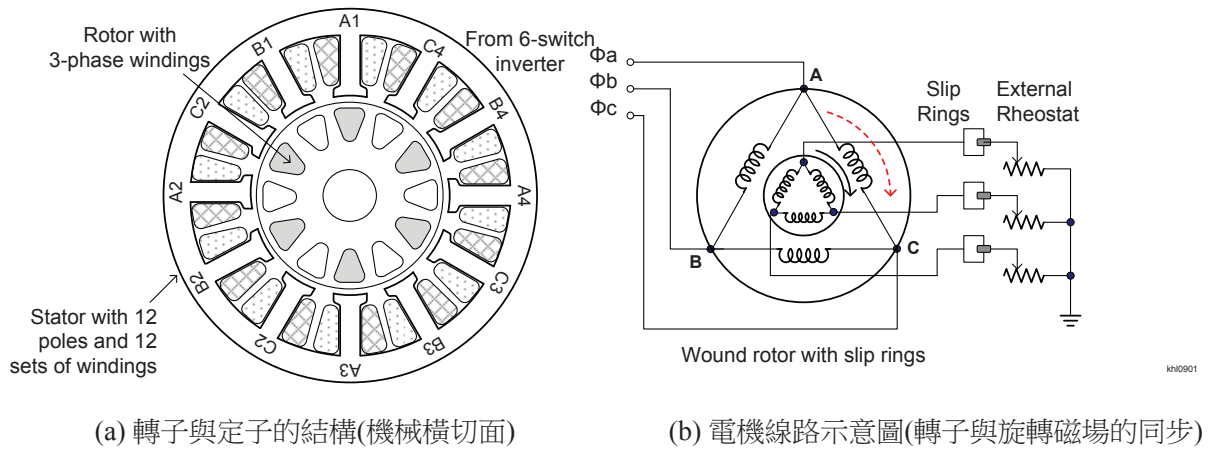


圖1.2 三相繞組式轉子感應馬達
(資料來源: 作者繪製)

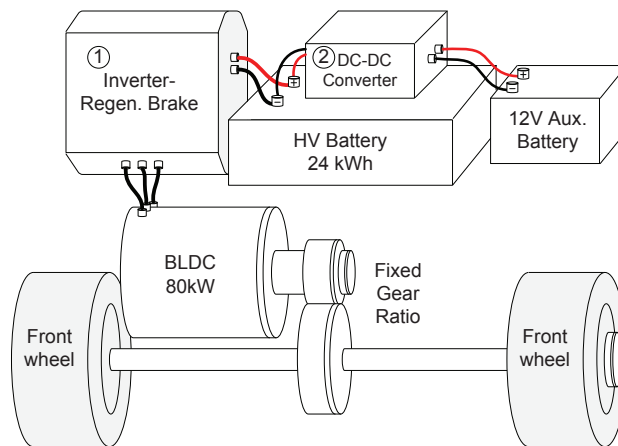


圖1.3 純電動車的電力系統 (Nissan Leaf)
(資料來源: 作者繪製)

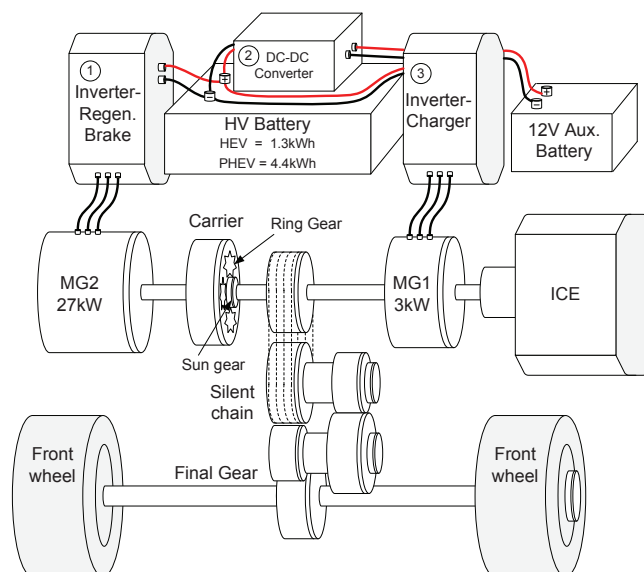


圖1.4 油電混合車的電力系統 (Toyota's Hybrid Synergy System)
(資料來源: 作者繪製)

能量回收型剎車可以將汽車的慣性動能轉成電能，回收之後儲存至主電池。在加速與高速行駛時，MG2及ICE兩者並聯運轉，提供最大的系統動力(total 100 kW)。

表1.2列舉電動汽車電力系統的組成及電源管理晶片的需求。

1.3. 交流變頻與直流變頻

在空調及家電領域，使用永磁式無刷直流馬達和直流變頻的市場趨勢幾乎是銳不可擋。主要原因是單相鼠籠式的感應馬達在低轉速時效率很差。比方說，一台傳統的三段轉速交流風扇，在最大風量時耗電35 W。當調到最低風量時，實測耗電居然還要30 W。但是使用永磁式無刷直流馬達，調到同樣最低風量時，只要

2.4 W。

但是在電動車的領域，交流變頻與直流變頻都有其支持者，目前還看不出來哪種技術會主導未來的電動車馬達市場。當然，以Tesla為首的交流變頻採用的是高性能的三相繞組式感應馬達，而不是家電用的單相鼠籠式馬達。以目前Tesla Model S以及原先的Roadster的實測性能，感應馬達顯然在各方面都很有競爭力。而日系車廠，因為日本一向掌握先進的永磁式馬達的磁性材料技術，幾乎都屬於直流變頻的陣營。表1.3為感應馬達與永磁式無刷直流馬達的各項比較。

1.4. 電池系統技術趨勢

表1.4顯示電池化學形式與價格趨勢。鋰離

表1.2 電動汽車電力系統的組成及電源管理晶片的需求

	項目	電源管理晶片的需求
1	主電池: 鋰離子，鎳氫，或磷酸鋰鐵電池 Nisan Leaf = 24 kWh (172V) Tesla Model S = 60 kWh or 85 kWh (356V) Prius PHEV = 4.4 kWh (273.6V)	電池管理系統BMS晶片組 電池模組平衡控制晶片 battery cell balancing IC
2	副電池(鉛酸電池) 12V或24V -- 小型車車裝電器目前還都是以12V供電； 卡車及巴士以24V供電	Alternator (交流發電機) 穩壓控制IC (提供150 to 200 Amp charging power)。但 alternator 可能會逐漸被DC-DC converter (直流轉直流轉換器) 取代
3	車裝交流充電器(約2 kW ~ 8 kW) Nissan Leaf: 3.3 kW (120Vac) or 6.6 kW (220Vac)	AC-DC (交流轉直流)充電控制IC 多相交錯式功因改善控制IC 大功率DC-DC converter控制IC
4	無刷直流驅動馬達(brushless DC motor) Nissan Leaf = 80kW；Prius = 27 kW 感應驅動馬達(induction motor) Model S = 225 kW, 270 kW, 310 kW	無刷直流馬達變頻控制IC 感應馬達變頻控制IC
5	能量回收型剎車系統 regenerative brake system	能量回收型剎車控制IC (可以與第4項結合)
6	主電池至副電池充電器 (驅動馬達可以取代起動馬達，alternator也可以省去，以降低全車重量)	大功率DC-DC converter PWM IC 註：傳統alternator功率約在1.8 kW (12V, 150A)
7	觸控儀表盤，車裝數位電器, GPS，駕駛人輔助系統(倒車雷達，避撞雷達)，行車紀錄器，娛樂系統的電源供應器	各式電源供應器所需之DC-DC轉換器 PWM IC
8	空調系統 -- 高效率化	直流變頻空調及風扇控制IC
9	LED方向燈，剎車燈，晝行燈，頭燈	LED燈驅動IC，自動感光調光.
10	車裝小型馬達(長時運轉者為兩刷馬達) 電動椅座，電動門，電動窗	各式小型馬達驅動控制IC

(資料來源: 作者製作)

表1.3 感應馬達與永磁式無刷直流馬達的比較

	感應馬達	永磁式無刷直流馬達
結構	轉子結構簡單，成本較低耐用，少故障	相當耐用，少故障
關鍵材料	只用到大宗的銅，鐵，鋁	稀土族磁鐵技術日本獨步全球；但稀土族礦砂掌握在中國大陸，成本較高。
效率	一般而言效率較低，尤其是鼠籠式轉子，在低轉速時會發熱。	通常較高
功率因數	最高功因只有0.85	可達1.0
磁場調整	磁場強度可以控制($B = k \cdot V/f$)。在低轉速時，可以藉由提高輸入電壓以增加磁場強度及轉矩。在高轉速時，可以減少磁場強度及渦流損。	永磁式轉子結構，磁場強度不能調整，不適合做為車裝發電機用。
起動轉矩	較低。但三相繞組式可以藉增加磁場強度來增加起動轉矩。	高
變頻器設計	複雜度高，設計技術交流少，不易傳承精進。	複雜度較低，設計技術交流較多，較易傳承精進。
速度控制必要資訊	只需要偵測轉速	需要偵測轉軸角度及轉速
採用廠商	Tesla Motor，裕隆Luxgen	Toyota，Nissan日系車廠都是

(資料來源: 作者製作)

表1.4 電池化學形式與價格趨勢

	儲能密度(Wh/Kg)	成本(USD/kWh)	主電池應用
鉛酸電池 SLA	35 ~ 50	~\$250	Fork lift, golf cart
鎳氫電池 NiMH	50 ~ 80	~\$500	HEV, PHEV
鋰離子電池 LiIon	100 to 200+ Nissan Leaf =140	~\$200 (Tesla目標 2020降到 \$100)	PHEV, PEV

(資料來源: 作者製作)

子電池因為儲能密度高，重量輕，已成為電動車電池的主流。但是目前單價仍舊偏高，若能降到\$100/kWh，則市場潛力就可以全面發揮。表1.5顯示純電動車，油電混合車，可充電油電混合車的典型電池系統容量與充電方式。

2. 電動車切換式電源供應器

用於電動車的切換式電源供應器switch-mode power supply (SMPS)和電池模組，以及使用的電源管理晶片，自設計技術的觀點而言，和筆記電腦電源系統很類似。最大的差異點是前者電源功率高出數十倍甚至數百倍。以充電器為例，車裝AC-DC充電器功率達到2 kW~8

kW。此等大功率SMPS技術層次較60 W左右的筆電充電器更為困難。

此外，電動車的電源供應器和電池模組所需之實驗設備，元件，材料，安全規範，操作溫度範圍，可靠度等等要求，通常也比電腦電源更為嚴苛。

2.1. 切換式電源供應器基本原理

電源供應器或者交流轉直流轉換器主要功能是将一個電源電壓轉換成另一個電壓提供負載使用。真空管時代的電源供應器主要是用60 Hz矽鋼片變壓器構成。矽鋼片變壓器上有兩套繞組，可以用適當的匝數比將110V交流電壓轉成較低壓的交流電壓，再用一個橋式整流器

表1.5 電池系統容量與充電方式

純電動車 Pure EV	主電池容量	Nissan Leaf = 24 kWh; range = 121 km. Tesla Model S = 60 kWh or 85 kWh; range = 270 km or 426 km
	主電池充電方式	無引擎，故無發電機。依靠AC-DC充電器 2-5 kW
	副電池容量	約0.5 kWh
	副電池充電方式	部分車種沿用alternator發電機方式。預計多數將改為自300V主電池對副電池的DC-DC converter充電器。容量約1 kW.
油電混合車 HEV	主電池容量	Prius 3 rd Gen. = 1.3 kWh. Prius PHEV = 4.4 kWh
	主電池充電方式	MG1為主流。此發電機由引擎帶動，容量2 kW ~ 5 kW
	副電池容量	約0.5 kWh
	副電池充電方式	部分車種沿用16V alternator發電機方式。

(資料來源: 作者製作)

和一顆電解電容轉成低壓的直流電壓給負載使用。

但是操作在60 Hz交流電壓所需的矽鋼片變壓器和電解電容體積大，笨重，成本又高。所以自從BJT功率電晶體在1970年代出現，功率MOSFET在1980年代商用化之後，切換式電源供應器(switching mode power supplies)就逐步取代60 Hz變壓器所組成的線性電源供應器。

切換式電源供應器的基本操作原理，是用一顆功率電晶體(或power MOSFET)串接一個鐵氧鐵心(ferrite core)所組成的高頻變壓器，將一直流電壓用一個高頻率(通常操作在50 kHz到300 kHz)切成方波電壓。此方波的電位在0V和Vin兩者間切換，並透過變壓器，轉換成另一電壓準位的二次側方波電壓。此二次側方波電壓再經過整流與濾波，就變成一個穩定的低壓直流輸出電壓。

切換式電源供應器有幾個其他名稱。如果輸入電壓是50 Hz或60 Hz市電(utility AC power)，此電源供應器按照安全規範，必須使用變壓器提供隔離(isolation)，以防止使用者觸電。這種就通稱交流轉直流轉換器(AC-DC converter)。但如果輸入電壓已經是48V以下低壓直流，這種就通稱直流轉直流轉換器(DC-DC converter)。除特別情況之外，直流轉直流轉換器通常不用變壓器，而只用成本較低的電感。

切換式電源供應器的優點，除了操作在

高頻，可以減小變壓器，電感，電容元件的體積；還可以利用脈寬調變pulse width modulation方式來改變方波電壓的佔空比(duty cycle)，以達到穩定的輸出電壓(voltage regulation)。

2.2. 電動車電源供應器效率的規範

電動車的電源供應器的效率可參照 80 PLUS (已被列入能源之星Energy Star 4.0)電腦電源的效率規範，如表2.1所示。實際上，在EV中使用的各式直流轉直流轉換器，90%效率是不難達到的。但是超過90%，每再改進1%的技術挑戰就會愈來愈難。高效率的要求，一方面要符合Energy Star將來對車裝電器訂出的用電效率規範；另一方面也是電動車廠為了提高巡航距離，必然要針對各種車裝電器的效率銖銖必較的趨勢。

2.3. 直流轉直流轉換器線路拓撲

直流轉直流轉換器的線路結構，一般常用的有以下三種拓撲(topologies)：

- (a) Buck converter, $V_o = V_{in} \cdot D$
- (b) Boost converter, $V_o = V_{in} / (1 - D)$
- (c) Buck/boost converter, $V_o = V_{in} \cdot D / (1 - D)$

此處Vin為輸入電壓，Vo為輸出電壓，D為duty cycle (佔空比)。

而因為各國的電氣安全規範的要求，如果輸入電源是50/60 Hz市電(utility ac power)，則

表2.1 80 PLUS 效率標準(電腦電源效率及功率因數的規範)

	115 Vac				230 Vac			
	10%	20%	50%	100%	10%	20%	50%	100%
Bronze銅牌等級		82	85	82		81	85	81
Silver 銀牌等級		85	88	85		85	89	85
Gold 金牌等級		87	90	87		88	92	88
Platinum白金等級		90	92	89		90	94	91
Titanium鈦金等級	90	92	94	90	90	92	96	91

註: 各等級的功率因數必須在100%負載測量條件下, 高於0.90。金牌以上等級, 在50%負載與20%負載也要維持高於0.90。白金等級的伺服電腦電源必須有高於0.95的功率因數。

(資料來源: 作者製作)

必須使用變壓器提供隔離。還有如果輸入電壓和輸出電壓差別很大, 或者要自單一輸入電壓轉成多組不同的輸出電壓, 都可以採用隔離型轉換器拓撲。

隔離型轉換器拓撲則有自buck converter加變壓器衍生的順向式轉換器 forward converter,

如圖2.1(a)所示; 自buck/boost converter加變壓器衍生的返馳式轉換器flyback converter, 如圖2.1(b)所示。而順向式轉換器可以再衍生出: 推挽式push-pull converter; 半橋式half-bridge converter; 全橋式full-bridge converter。

而在高頻率操作時為避免造成power

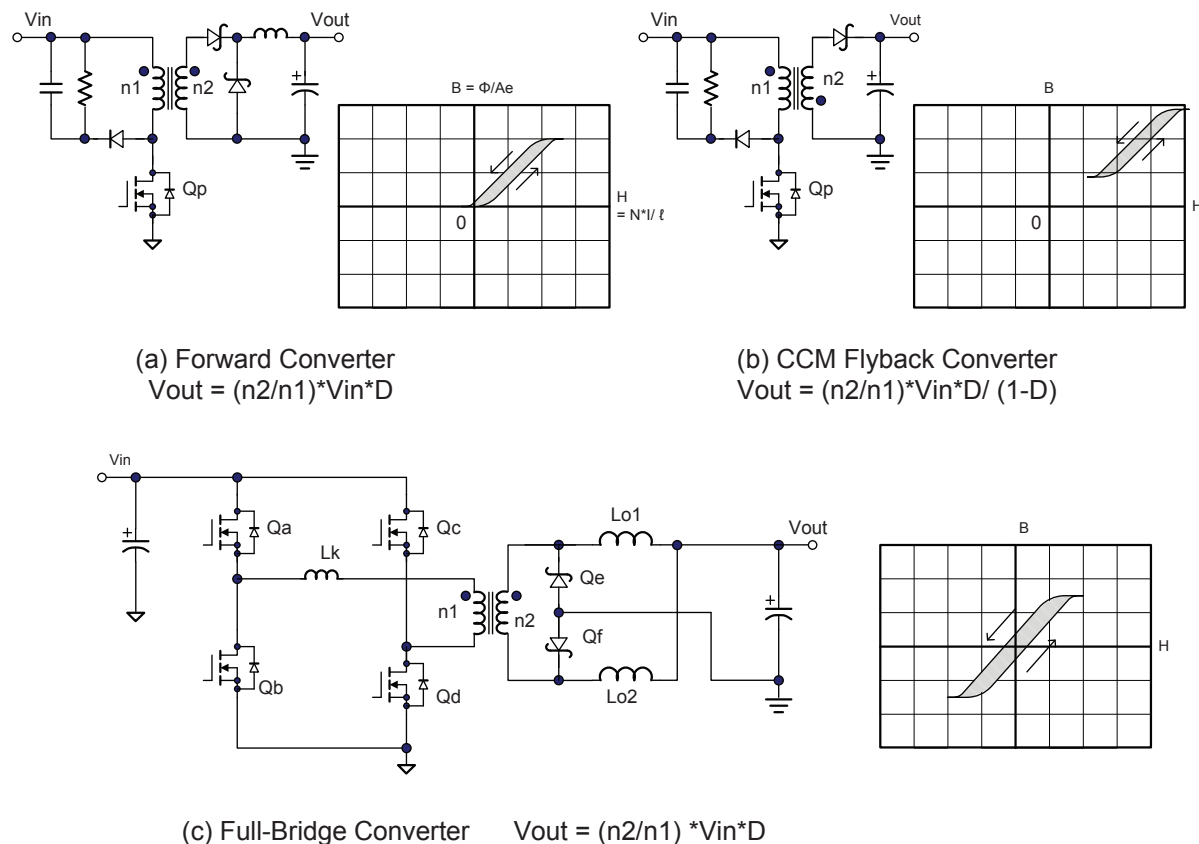


圖2.1 線路拓撲與變壓器使用效率

(a) 順向式轉換器 (b) 返馳式轉換器 (CCM) (c) 全橋轉換器
 (資料來源: 作者繪製)

MOSFET的Coss的損耗，以及rectifier的reverse recovery loss，自上述各種轉換器又再衍生出：(1)零電壓切換zero-voltage switching [Liu and Lee, 1985] (2) 零電流切換zero-current switching (3)類諧振quasi-resonant (又稱valley switching) [Liu, 1986], [On Semi NCP1379, 2011] (4)串聯諧振series resonant converter (包括近年來流行的LLC converter)等技術[ST Micro L6599A, 2013]。

2.4. 電動車用電源供應器線路拓撲

電動車系統主要依據(1)高效率 (2) 高功率密度(power density) (3)高可靠度reliability (4)低量的電磁干擾EMI等各種準則，來選擇適用的轉換器線路拓撲。

車裝數位電子的電源供應器基本上和筆電使用的各型直流轉直流轉換器類似，輸入電壓為副電池的12V，單一負載功率在100W以下。

電動車有幾項大功率的電源供應器，包括交流轉直流充電器，主電池至副電池充電器，能量回收型剎車系統，以及電池平衡線路。因為是連接到180~400V主電池電壓，所以要選用適合大功率及高電壓的線路拓撲。

順向式和返馳式轉換器通常被歸類為單端轉換器single-ended converters，因為只用一顆MOSFET開關，而且變壓器的磁通密度對磁動勢曲線B-H loop trajectory只用到第一象限。順向式轉換器的電壓增益公式為 $V_o = (n_2/n_1) \cdot V_{in} \cdot D$ 此處D為佔空比duty cycle。連續電流模式(CCM)返馳式轉換器的電壓增益公式為 $V_o = (n_2/n_1) \cdot V_{in} \cdot D / (1-D)$ 。註，在CCM返馳式轉換器中的電感電流不復歸到零。也就是說，B-H loop trajectory不通過原點。

全橋及半橋轉換器都是自順向式轉換器衍生而來，但通常被歸類為推挽式push-pull轉換器，主要是因為用到兩組MOSFET開關，而且變壓器的磁通密度對磁動勢曲線B-H loop trajectory用到第一和第三象限，如圖2.1(c)所示。

全橋轉換器比半橋轉換器更能達到高功率密度，低電磁干擾，最大的輸出功率等目標。而且全橋轉換器有一種版本，稱為相位遲移式全橋轉換器，可以在相當寬廣的負載範圍操作在零電壓切換(zero-voltage switching)，大幅降低切換損耗。再者，近年來發展的電流倍增線路也可以簡化全橋轉換器二次側繞組的結構，有助於提高效率並增加功率密度。

3. 車裝充電器的技術挑戰

車裝交流轉直流充電器目前的容量約在2 kW至8 kW之間。而主電池至副電池充電器約在1 kW上下。前者不但功率較高，而且除了(a)高效率的要求，另外要同時滿足 (b)高功因 (c)低電磁干擾EMI or Electro-Magnetic Interference。而此三種性能的改進，互相都有牽連。後者功率較低，但是在行駛中長時間操作，操作環溫也較高，所以對可靠度要求高。而估算電源供應器的可靠度(MTBF mean time between failures)時，最關鍵的電路元件就是電解電容。

一般而言，電解電容是最常用的濾波電容，因為它的電容密度最高，單價也最低。但是電解電容的額定壽命只有數千小時。電源供應器欲達到高可靠度，則必須考慮 (1) 改進效率，降低溫升。因為操作溫度每降10°C，電解電容的預期壽命就加倍 (2) 操作在高頻，減少所需的濾波電容值 (3) 使用多相交錯式設計，降低電流紋波，也可以減少所需的濾波電容值 (4) 選用高可靠度的陶瓷電容，MPP電容(Metalized Polypropylene Capacitor)，或者高品質的電解電容。

若我們回到早期PC電源供應器的時代，當時並沒有對功因要達到0.90以上的規範。所以最簡單的電源供應器做法，就是在交流電源經過橋式整流子之後，加裝一顆很大的高壓電解電容，後級才是直流轉直流轉換器。此高壓電解電容不但可以減少電壓紋波，還擔任維持

時間(hold-up time，通常定在20 ms)儲能元件的角色。此外，高壓電解電容，還可以吸收後級DC-DC converter所產生的電流紋波以及其孳生的電磁干擾。但是加了大容量高壓電解電容之後，功率因數就降到0.65左右，無法通過能源之星的規範。

為了滿足近年來能源之星的雙90規範(90%效率，90%功因)，電源供應器產業界的主要對策就是在橋式整流子與直流轉直流轉換器之間加入一個前級主動功因改善電路。一般而言，現有的主動功因改善電路是可以有效改善中低功率的PC電源供應器的功率因數。但目前通用的功因改善電路控制IC技術不夠完整，忽略了EMI濾波電容與寄生電容的二級效應，只單獨考慮功因的改善，卻造成額外的效率損耗以及電磁干擾的攀升。這些缺陷，在高功率的車裝交流轉直流充電器會變成更嚴重的問題。表3.1列舉了7項車裝充電器與車裝電源供應器的技術挑戰。

3.1. 相位遲移全橋轉換器操作原理

如前所述，車用直流轉直流轉換器與電腦用的直流轉直流轉換器的主要差異就在前者的功率高達數千瓦。而高功率直流轉直流轉換器的最理想的線路拓撲，業界普遍公認是相位遲移式全橋轉換器Phase-shifted full-bridge converter。以下簡單說明其基本操作原理。

如圖3.1(a)所示，全橋轉換器的結構包括四顆MOSFET開關，Qa, Qb, Qc, 及Qd. 控制IC 50，根據負回授產生的差異電壓 Error voltage，對此四顆MOSFETs提供適當的PWM驅動訊號。在傳統的全橋轉換器中，Qa和Qd構成一開關組，Qb和Qc構成另一開關組，GDa和GDd對Qa和Qd提供同相位的驅動PWM方波。換句話說，Qa和Qd同步開，同步關。同樣地，Qb和Qc同步開，同步關。

但是傳統全橋轉換器的同步開關方式，經常會處於高電壓切換的狀況。因為高電壓和雜散電容的存在，造成很可觀的切換損耗。為解決MOSFET開關的切換損耗，自1980年代起，諧振轉換器resonant converters，類諧振quasi-resonant switches技術[Liu, 1986]，以及軟切換soft switching，波谷切換valley switching 等技術逐漸興起。而軟切換應用在全橋轉換器就衍生出相位遲移式全橋轉換器。

在相位遲移式全橋轉換器之中，Qa和Qd，或者Qb和Qc不再同步開關，卻採用相位遲移方式，讓此四顆MOSFETs在足夠的負載電流狀況下，達到軟切換soft switching的效果。在相位遲移式全橋轉換器之中Qa和Qb被稱為領先開關leading switches。Qc and Qd被稱為落後開關lagging switches。

圖3.1(b)顯示在重載狀況下，線路的操作方式與波形。剛開始，Qa, Qc都導通。電流自

表3.1 車裝充電器與車裝電源供應器的技術挑戰

		目標	規範
1	高效率high efficiency	> 95% (DC-DC轉換器後級) > 95% (主動PFC前級)	能源之星4.080 PLUS
2	高功因high power factor	> 0.90 (AC-DC充電器)	Energy star
3	低輸入電流諧波失真low THD (total harmonic distortion)	< 10% (AC-DC充電器)	IEC61000-3-2
4	低電磁干擾low EMI		EN55011
5	高功率密度high power density	高頻操作以減少電感與電容的體積及重量	
6	高可靠度(long MTBF)	50,000小時	MIL-HDBK-217F
7	耐高低溫(半導體元件)	-40°C to 125°C (商用為0°C to 85°C)	

(資料來源: 作者製作)

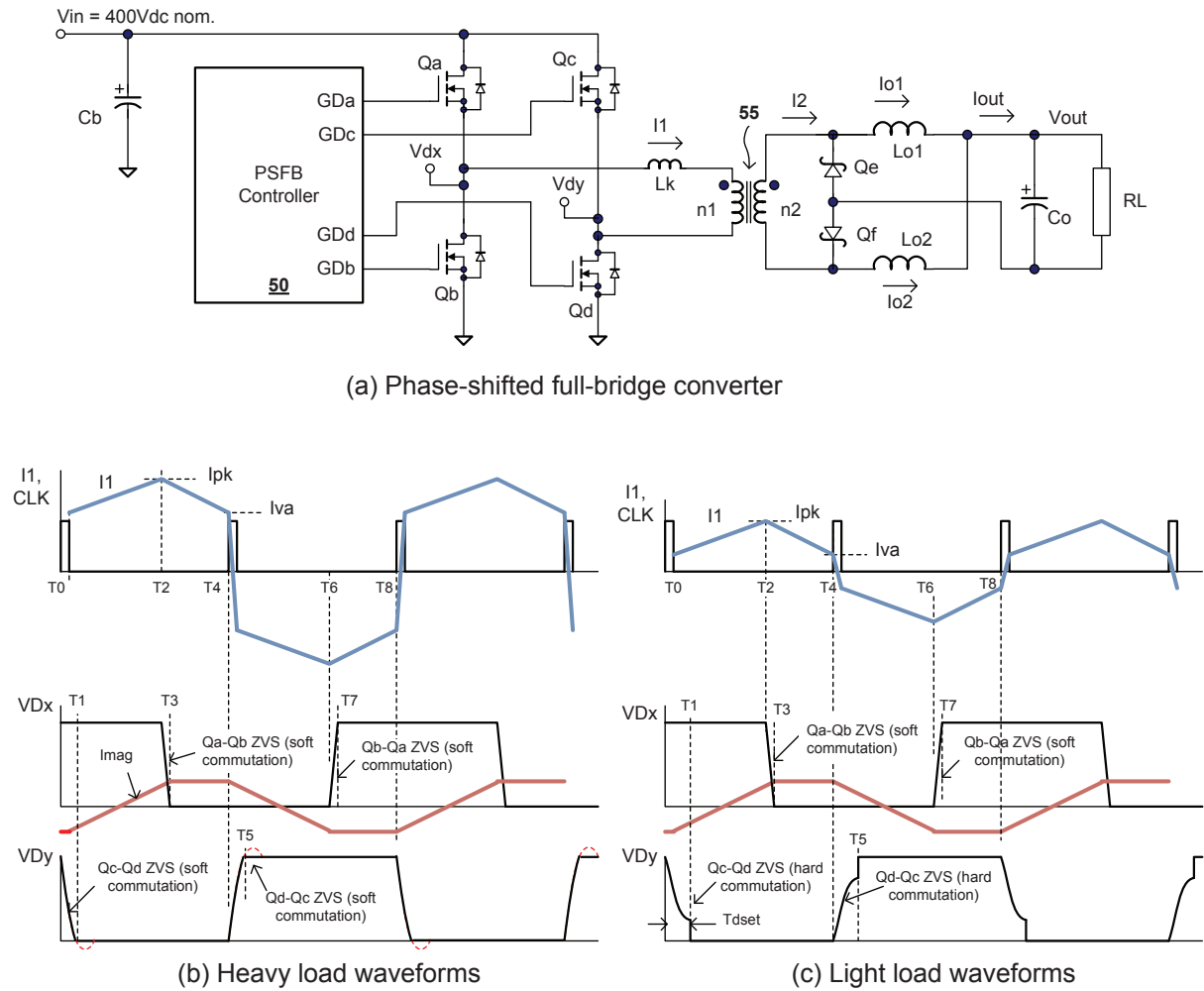


圖3.1 (a)相位遷移全橋轉換器線路結構 (b)重載時波形 (c)輕載時波形
(資料來源: 作者繪製)

V_{in} 經 Q_c ，變壓器的 n_1 繞組，諧振電感 L_k ，再經 Q_a 回到 V_{in} 。在 T_0 時，時序脈衝 CLK 觸發， Q_c 關斷。因為一次側電流 I_1 對 Q_c (Q_d) 的 C_{oss} 充電 (放電)， V_{dx} 電位自 V_{in} 快速下降。在 T_1 時， Q_d 在 $V_{dy} = 0$ 電壓的狀況下導通。此時 Q_a 和 Q_d 兩者導通， V_{in} 電壓施加在變壓器的一次線圈 n_1 上。二次側線圈 n_2 的上端電壓轉為正， Q_e 整流子會關斷， I_2 自 n_2 上端流經 Lo_1 到輸出電容 Co 及負載 RL ；再經過 Q_f 流進 n_2 的下端。註： I_1 包括 I_2 反射到一次側的成分，以及變壓器的激磁電流 magnetizing current, I_{mag} 。

在 T_2 時，差異電壓 V_{err} 所決定的佔空比 duty cycle 到期， Q_a 關斷。這時候 I_1 已升到峰值， I_{pk} 。接下來，電感性的 I_1 電流對 Q_a (Q_b) 的 C_{oss} 充電 (放電)， V_{dx} 很快地降到零。在 T_3 時，

Q_b 在 V_{dx} 等於零電壓的狀況下導通。接下來， I_1 經過 Q_b (逆向)， L_k ，變壓器 n_1 ， Q_d ，回到 Q_b 源極循環。這期間， I_2 還是循原路徑流經 Lo_1 進入 Co 。但是因為 n_2 並無驅動電壓，所以 I_2 及 I_1 電流會按照 V_{out}/Lo_2 的斜率下降。

在 T_4 時，時序脈衝 CLK 再度觸發， Q_d 關斷。 I_1 這時已降到最低點， I_{va} 。部分的 I_{va} 能量會使得 V_{dy} 上升到 V_{in} 電位。在 T_5 時， Q_c 在零電壓的狀況下 ($V_{dy} = V_{in}$) 導通。二次繞組 n_2 下端電位跳為正， Q_f 關斷， Lo_1 電流不再經過 n_2 ，改成通過 Q_e 。 Lo_2 電流原先通過 Q_f 循環，現在改道，自 n_2 下端流出，經由 Lo_2 ， Co ， Q_e ，再回到 n_2 上端流入。在 T_4 到 T_5 很短的時間內， I_2 迅速反向， I_1 也同時很快地反向。

在 T_6 時，佔空比 duty cycle 又到期， Q_b 關

斷， V_{dx} 很快升至 V_{in} 電位。在 T_7 時， Q_a 在零電壓的狀況下導通。在 T_8 時，時序脈衝CLK再度觸發， Q_c 關斷，完成了一個切換週期switching cycle。

圖3.1(c)顯示，在輕載狀況下的主要波形。可看到 Q_c 和 Q_d 兩者間的切換不再是軟切換。因為在 T_1 和 T_5 時的 I_l 電流降低到最低點， I_{va} 儲存在 L_k 的電感電流能量不足以達到對雜散電容(C_{oss})的完全的充放電。所以 Q_c 和 Q_d 的turn-on瞬間， V_{ds} 並未降到零，造成一些切換損耗。欲達到對雜散電容的完全的充放電， I_{va} 的最小值可由下列公式決定，

$$I_{va}(\min) = 400V / Z_{r1}$$

此處 $Z_{r1} = \sqrt{L_k / C_{oss}}$ ； L_k 是為變壓器一次側的漏感量。

[Badstuebner et al., 2009], [Chen et al., 1991],

[Linear Technology LTC1922-1, 2000], [Sabate et al., 1990], [Texas Inst. UCC28950, 2003], [Texas Inst. SLUA287, 2003], [Texas Inst. SLUA560B, 2010], [Texas Inst. SLUA107A, 2011]

3.2. 電流倍增器整流線路

圖3.2(a)顯示電流倍增器整流線路，3.2(c)顯示中間抽頭式center-tapped二次側整流線路。前者使用兩顆電感，但是二次側只有一個繞組。此二次繞組可以雙向導通電流，在部分正半周(Q_a , Q_d 導通時)提供 I_{o1} 的導通途徑；在部分負半周(Q_b , Q_c 導通時)提供 I_{o2} 的導通途徑。自變壓器的角度而言，單一的二次繞組結構簡單很多。而中間抽頭式整流線路只使用一顆電感，二次繞組分成 n_{2a} , n_{2b} 兩半，但是每一部分都只單向導通電流。

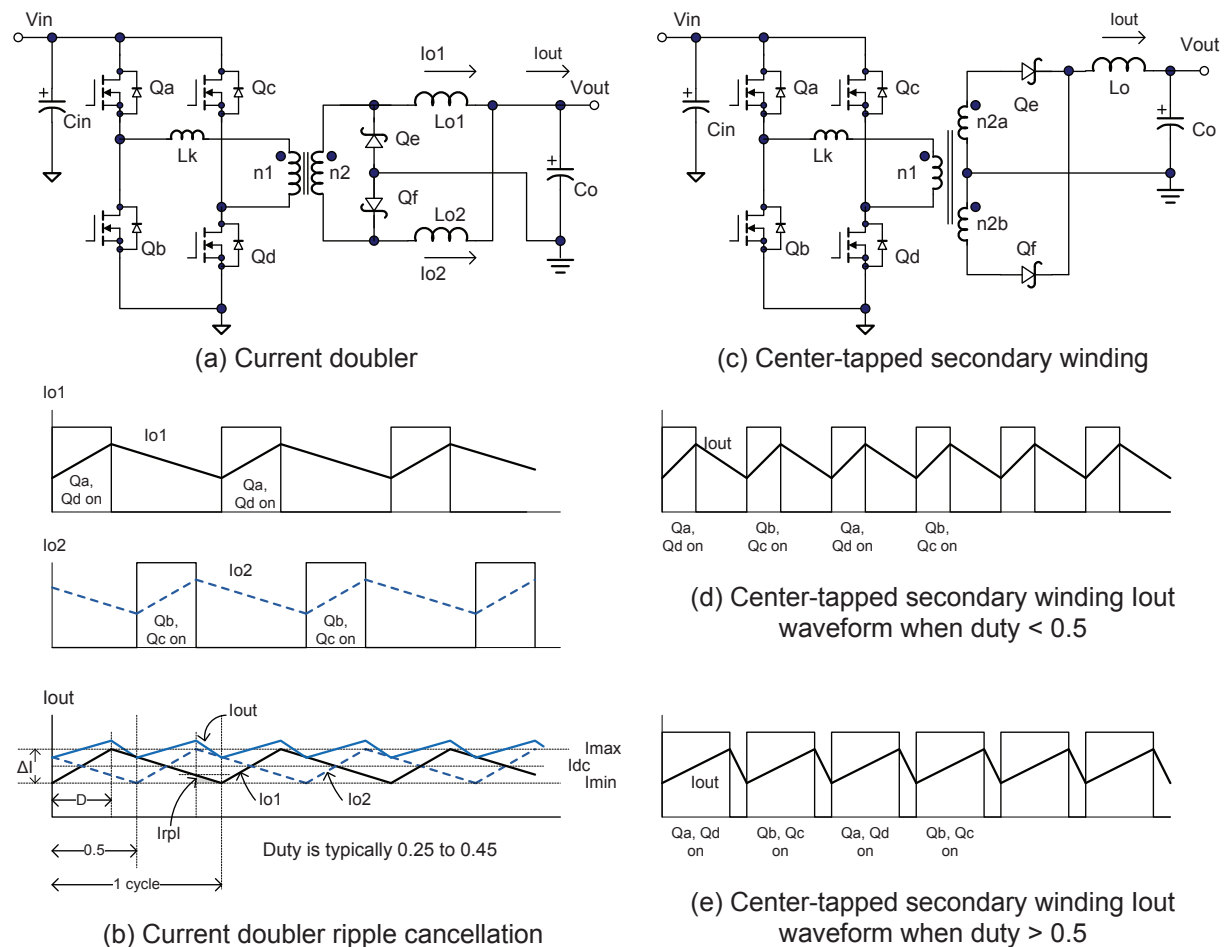


圖3.2 (a) 電流倍增器 (b) 總輸出電流紋波 (c) 中間抽頭二次繞組 (d) $D < 0.5$ 時輸出電流紋波 (e) $D > 0.5$ 時輸出電流紋波 (資料來源: 作者繪製)

電流倍增器整流線的主要優點，是在兩顆電感的電流紋波current ripple可以互相抵消大部份。如圖3.2(b)所示，在 I_{o1} 上升時， I_{o2} 是在下降；而 I_{o2} 上升時， I_{o1} 是在下降。因為輸出電流 I_{out} 就是 I_{o1} 和 I_{o2} 的電流和，所以其合成紋波會比兩者各自的紋波更小。若 $duty = 0.50$ 時，紋波就會完全抵銷。而在中間抽頭式整流線路中，因為只有一顆電感，所以沒有交錯式紋波抵銷的效果。圖3.2(d)和圖3.2(e)分別顯示，在 $duty < 0.5$ ，及 $duty > 0.5$ 時，輸出電流的波形。[T.I. SLUA323, 2004], [Wan, H., 2012]

4. 功因改善電路

4.1. 臨界模式與連續電流模式PFC

交流電力系統一向講究功率因數。功率因數power factor的定義為 $PF = P_{in} / (V_{rms} * I_{rms})$ 。此處中 P_{in} 為自交流電源抽取的有效功率real power。 V_{rms} 為交流電壓的根均方值(root mean square)， I_{rms} 為輸入電流的根均方值。使用交流電源的電器如果功因不良，則交流電源會有一些無效電流的額外負擔，造成電力傳輸系統的導電損耗(conduction loss)。

美國能源之星對電源供應器節能的規範，主要包括三部分 (1)效率 (2)功因 (3)待機功耗。而歐盟發展的IEC61000-3-2規範，卻著重在電流的高次諧波失真harmonic distortion的問題。規定功因的要求比較單純，就只有一個數字，例如0.90或0.95。而IEC61000-3-2對第二次元，第三次元，一直到第40次元的諧波失真，卻需要一個複雜的公式或圖表。雖然總諧波失真THD (Total Harmonic Distortion)的單一數字，例如 $THD < 10\%$ ，也可以用來做為參考規範，但是正式測試報告還是要把所有40次元的諧波失真費事地掃描一遍。

註：雖然功因PF和總諧波失真THD有相當緊密的關聯性，但是目前為止，尚無一可通用的換算公式。

電動機械(主要是各式感應馬達)基本上是電感性負載，負載電流雖然還是正弦波形，但是有一個落後相位(phase lag)。而改進電動機械功因的傳統方案，是並聯一個高壓電容器以提供領先相位(phase lead)的補償電流，這種方案通常稱為被動功因改善passive PFC。

而在早期切換式電源供應器，功因不良的原因是由於橋式整流子之後直接連到一顆大容量的濾波電容，造成輸入電流只有在相位角 90° 前後時導通。電流波形嚴重失真，其峰值比平均值高出許多倍。功因只有約0.65，THD也嚴重超標。

近年來切換式電源供應器改進功因的主要方案是採用升壓型轉換器boost converter組成的主動功因改善電路Power Factor Correction (PFC) circuit。其基本操作原理，是利用升壓型轉換器的特性，把90 Vac至265 Vac整流後的正弦波電壓提升到400 Vdc，將能量儲存在一顆高壓電容， C_b 。而且此升壓型轉換器經過高頻的PWM調節，可以將輸入電流維持在與交流電壓同相位的正弦波，大幅改進功因。

目前業界通用的主動功因改善電路分為兩種，(1)連續電流模式 CCM (Continuous Current Mode) PFC，如圖4.1所示；(2)臨界模式 CRM (Critical Mode)，又稱BDM (Boundary Mode) PFC，如圖4.2所示。兩者基本差異為前者是採用closed-loop方式，控制輸入電流跟隨輸入電壓的正弦波形；而後者是採用open loop方式與constant T_{on} 的特性，讓輸入電流自然地跟隨輸入電壓的正弦波形。

表4.1為兩種操作方式的特性和性能比較。由此表可見，連續電流模式PFC比臨界模式PFC有更多優點。但是前者有很難克服的MOSFET開關的切換損耗，以及輸出整流子負向恢復損耗。表面上，單相的臨界模式PFC似乎缺點較多，但是這些缺點經過深入分析研究後，都可以找出有效解決方案。在以下章節中，將探討到幾種臨界模式PFC改進方案。尤其是多相交錯臨界模式PFC，具備有成為大

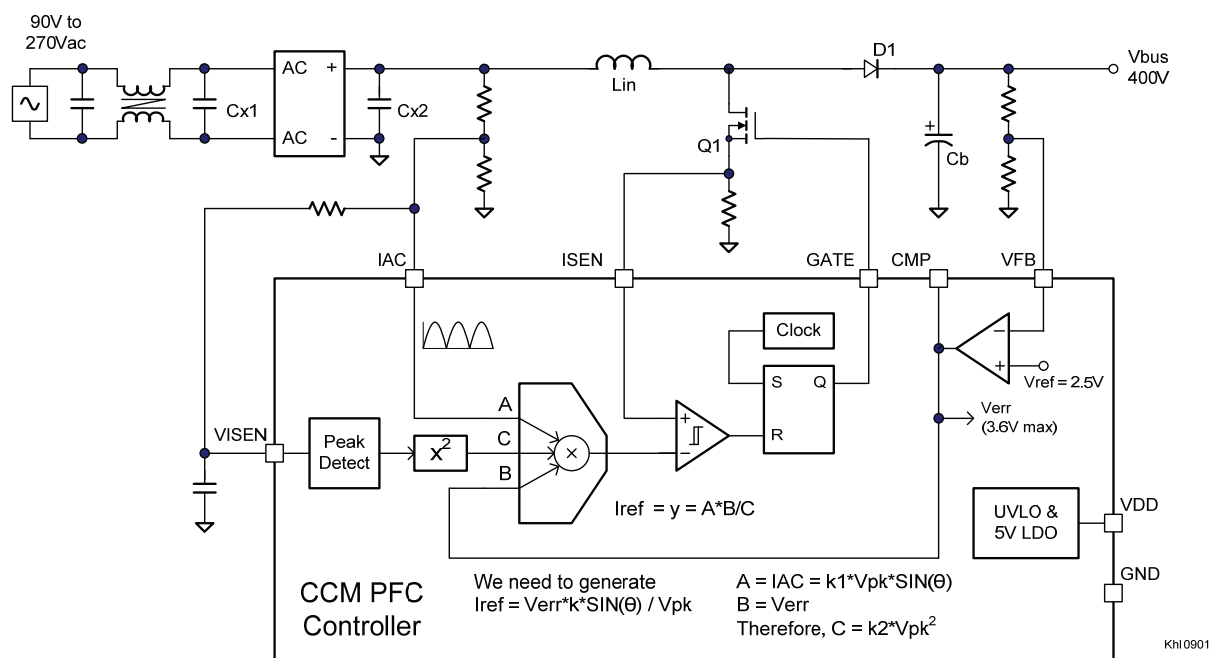


圖4.1 連續電流模式PFC功能模塊圖functional block diagram
(資料來源: 作者繪製)

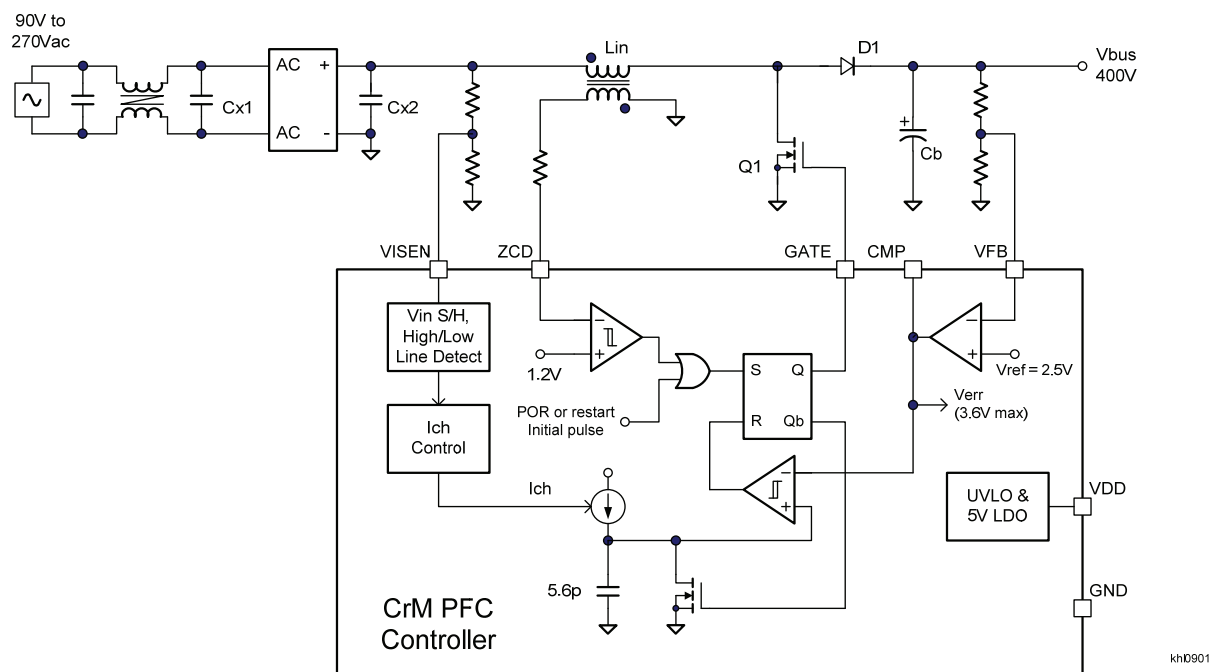


圖4.2 臨界模式PFC功能模塊圖functional block diagram
(資料來源: 作者繪製)

功率功因改善電路的主流技術的潛力。[Huber et al., 2008, 2009], [Liu and Lin, 1989], [STM L6562, 2005],

4.2. 臨界模式 PFC電流波形失真

理論上，臨界模式PFC和連續電流模式PFC都可以將功因修正到1.0的目標。但是因為線路中有兩個電容元件，造成在高市電負載較輕時，功因陡降，THD暴增。這兩個電容元件為：(1) MOSFET開關的寄生輸出電容Coss；(2)

表4.1 臨界模式與連續電流模式PFC的比較

	臨界模式 CRM PFC	連續電流模式CCM PFC
基本操作方式	MOSFET開關以constant Ton方式操作	MOSFET開關以constant frequency PWM操作
正弦電流波形控制機制	控制IC中的差異放大器 (Error amplifier) 負責產生一個在交流電源週期中不變的Ton	控制IC中的乘法器負責產生一個正弦電流參考訊號，Iref. 而Iref = IAC*Verr / (Vipk) ²
MOSFET開關的導通損耗 Conduction loss	電流為三角波形，導通損耗比方波電流多33%	電流為方波形，導通損耗較低。
MOSFET開關的切換損耗 switching loss	多半在零電壓 ZVS，切換損耗低	在400V高電位導通，切換耗損高，卻很難改進。
輸出整流子負向恢復損耗 Diode reverse recovery loss	近於零	輸出整流子在電流高峰時被負向施加400V的高電壓，所以負向恢復損耗很高，也很難改進。
操作頻率範圍	在高輸入電壓220/230 Vac，負載較輕時，操作頻率會高達數百kHz，甚至超過1 MHz.	固定切換頻率，一般定在50 kHz到200 kHz
最低功因發生點	在高輸入電壓 220/230 Vac，負載 < 30%時，功因會滑落到0.90以下。	在高輸入電壓220/230 Vac，負載 < 20%時，功因也會滑落到0.90以下。
總諧波失真THD	由於Coss和Cx電容效應，在高輸入電壓220/230 Vac，負載 < 50%時，THD會超過標準。	在高輸入電壓220/230 Vac，負載 < 40%時，THD會超過標準。

註: 世界各國的市電電壓，北美為120Vac/60Hz，臺灣110Vac/60Hz，東日本100Vac/50Hz，西日本100Vac/60Hz. 其他世界各國，主要都是220Vac/50Hz，或者 230Vac/50Hz。在電源產業，100 Vac至120 Vac的市電電壓簡稱為低市電low line；而220 Vac至230 Vac的市電電壓簡稱為高市電high line。

(資料來源: 作者製作)

EMI濾波電容Cx (又稱X cap)。

臨界模式PFC在每一切換週期始點，電感電流完全放電到輸出電容Cb而降到零。在MOSFET Q1導通之後，電感電流將按照 $dI/dt = V_{in}(\theta) / L1$ 的斜率上升。在Ton時，電感電流到達尖峰。註：此處 $V_{in}(\theta)$ 為在相位角為 θ 時的輸入電壓。

$$I_{peak}(\theta) = V_{in}(\theta) \cdot T_{on} / L1$$

--- Eq. (4.1)

基本上， $V_{in}(\theta)$ 是市電的正弦波， $V_{in}(\theta) = V_{pk} \cdot \sin(\theta)$ ；Ton在一個市電週期中是固定不變，電感值L1也是一個常數，所以電流峰值 $I_{peak}(\theta)$ 隨著 $V_{in}(\theta)$ 會自然地是正弦波。如圖4.3(a)橘色鋸齒波所示之 I_{in} 波形。如果 I_{in} 忠實地在0與 $I_{peak}(\theta)$ 兩者間切換，則 I_{in} 的平均電流

將是峰值的一半，也是一個正弦波，如圖4.3(a)灰色線所示。

但是由於寄生輸出電容Coss的存在， I_{in} 不會在0與 $I_{peak}(\theta)$ 兩者間切換，事實上 I_{in} 會降到負值。其原因是在當MOSFET Q1關斷之後，儲存在電感L1的能量 $0.5 \cdot L1 \cdot I_{peak}(\theta)^2$ 必須先對Coss充電。等到Coss充到400V之後，D1才會導通，多餘的電感電流能量，才會流入Cb. 但是在 $V_{in}(\theta)$ 較低時，電感電流能量不足，無法將Coss 充到400V，D1不導通。這時候， I_{peak} 的能量已轉成儲存在Coss的電位能量， $V_{peak}(\theta)$.

$$V_{peak}(\theta) = I_{peak}(\theta) \cdot Z1$$

--- Eq. (4.2)

此處 $Z1 = \sqrt{L1/Coss}$

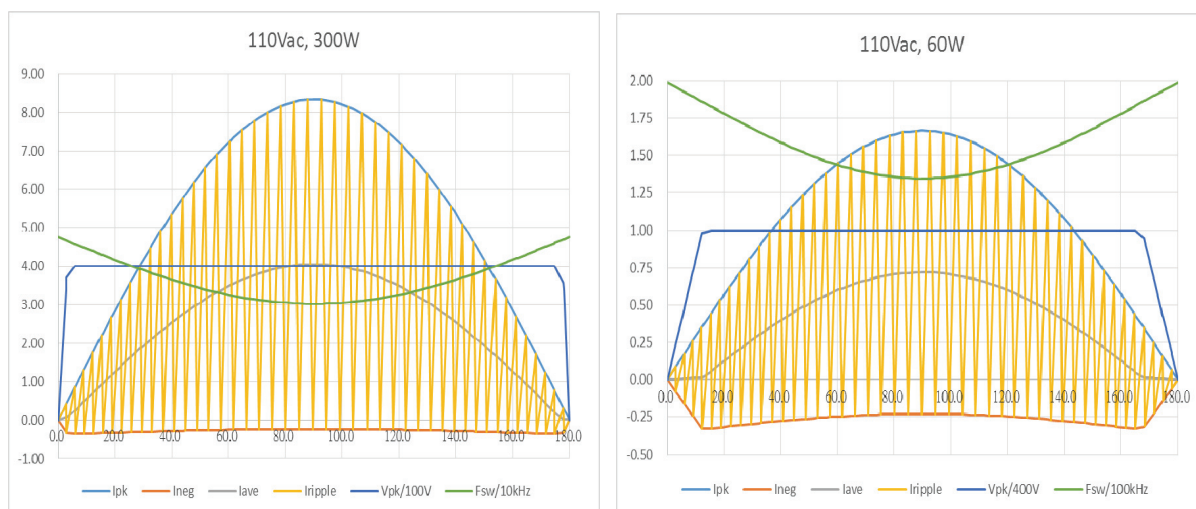


圖4.3 (a) 輸入電流波形 110Vac, full load

(b) 輸入電流波形110Vac, 20% load

Top curve = $I_{pk}(\theta)$; Mid curve = $I_{ave}(\theta)$; Bottom curve = $I_{neg}(\theta)$; Saw-tooth curve = $I_{ripple}(\theta)$

Vertical scale (a) = 1.0 A/Div (b) = 0.25A/Div. Horizontal axis = phase angle in degree.

(資料來源: 作者繪製)

接下來， $V_{peak}(\theta)$ 將對 $Cx2$ 放電，經過 $T_{off2} = (\pi/2) \cdot \sqrt{(L_{in} \cdot C_{oss})}$ 的時間，電感電流會降到負向最低值， $I_{neg}(\theta)$ ，

$$I_{neg}(\theta) = [V_{peak}(\theta) - V_{in}(\theta)] / Z_l$$

若 $V_{peak}(\theta) < 400V$ --- Eq. (4.3)

$$I_{neg}(\theta) = [400 - V_{in}(\theta)] / Z_l$$

若 $V_{peak}(\theta)$ reaches 400V --- Eq. (4.4)

此負向電流的存在，造成平均電流和正弦波的差異，也就是失真。失真的程度，和負載電流的大小有關。圖4.3(a)顯示一個300W臨界模式PFC在輸入電壓為110Vac，全載時的電流波形示意圖。圖4.3(b)顯示在20%負載時的電流波形。在圖4.3(b)中可見，負向電流的比例相當明顯，藍色曲線也顯示， $V_{peak}(\theta)$ 要在 θ 大於 12° 之後才會超越400V。

由 C_{oss} 造成負向電流的效應，在低市電low line狀況下還不明顯。在20%負載時，功因通常都還有0.95以上。但是在高市電狀況下，因為 C_{oss} 造成負向電流的效應，就可能讓功因陡降到0.90以下。

圖4.4(a)顯示同一300W臨界模式PFC在輸

入電壓為220Vac全載時的電流波形示意圖。圖4.4(b)顯示在20%負載時的電流波形。尤其是在20%負載時， V_{peak} 要在 θ 大於 26° 之後才會超越400V。也就是說，在 $[0^\circ, 26^\circ]$ ，和 $[154^\circ, 180^\circ]$ 兩個區間， I_{in} 平均值約為零。如果 I_{in} 導通角只剩下約 128° ，顯然功因也會降到0.90以下，THD也會惡化。

另外一個嚴重的問題，是在高市電，低負載的狀況下，在電源週期line cycle兩側的切換頻率會上升約2到3倍。這可以自圖4.4(a)中的U型曲線得知，在全載(300W)時切換頻率範圍約在[48 kHz, 166 kHz]之間。自圖4.4(b)中的U型曲線得知，在20%負載(60W)時切換頻率範圍增加到[200 kHz, 500 kHz]之間。

4.3. 臨界模式PFC切換頻率過高

圖4.5(a)顯示，在低市電110 Vac時切換頻率變化範圍較小。當負載為全載300 W時，切換頻率範圍約在[30 kHz, 47.6 kHz]之間。當負載為20%，60W時，切換頻率範圍約在[135 kHz, 198 kHz]之間。圖4.5(b)顯示，在高市電220 Vac時切換頻率變化範圍較大。當負載為全載300 W時，切換頻率範圍約在[48 kHz, 166

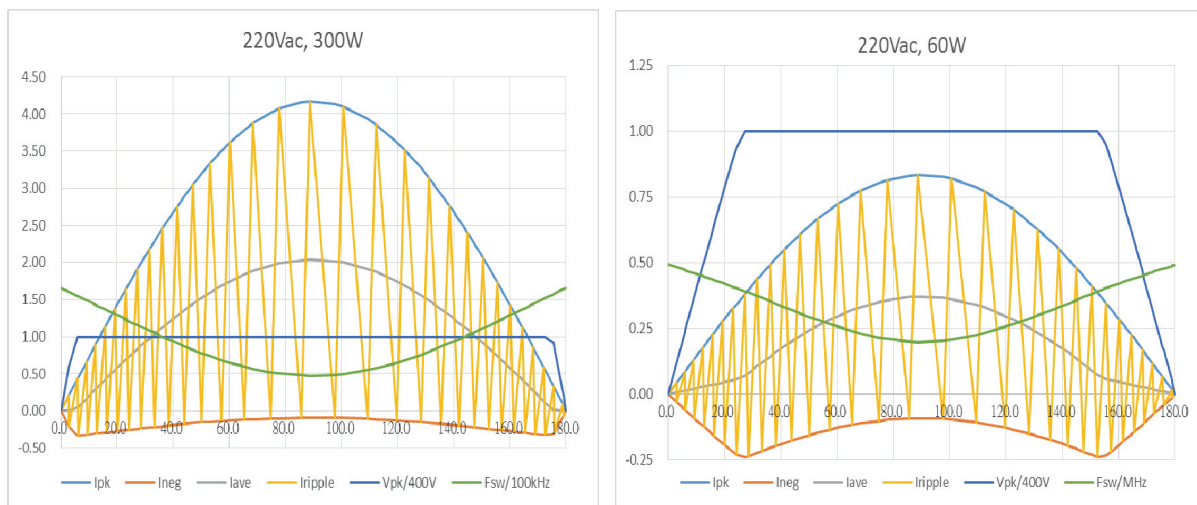
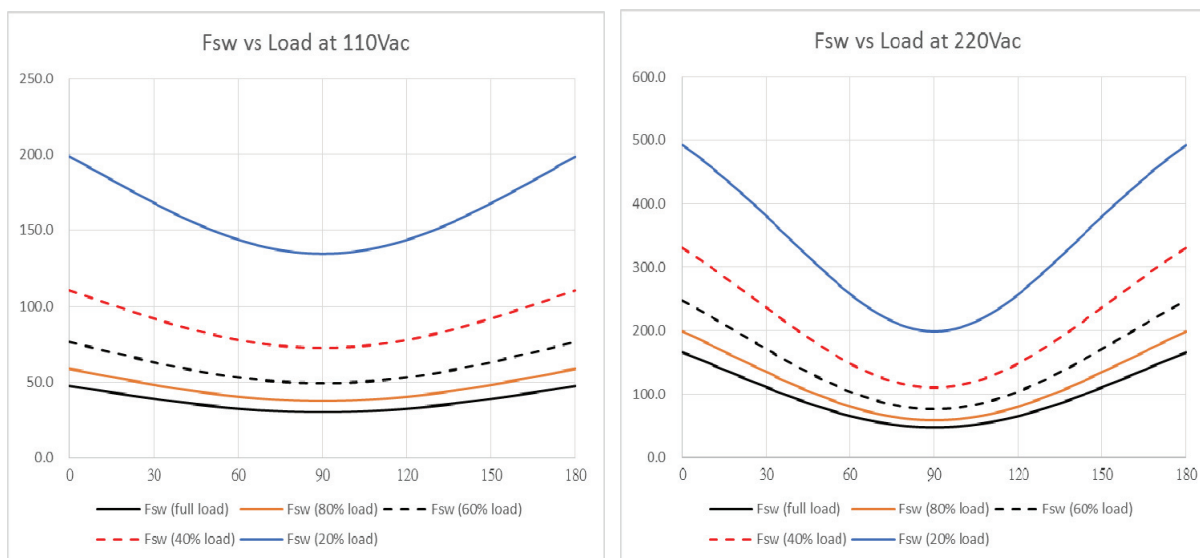


圖4.4 (a) 輸入電流波形220Vac, full load
Vertical scale = 0.5 A/Div.

(b) 輸入電流波形220Vac, 20% load
Vertical scale = 0.25 A/Div.

(資料來源: 作者繪製)



(a) 110 Vac

(b) 220 Vac

圖4.5 臨界模式PFC切換頻率與負載電流之關係 (a) 110Vac (b) 220Vac

Horizontal axis = Phase angle (degree). Vertical axis = Switching frequency (100 kHz)

From top curve to bottom curve: 20% load, 40% load, 60% load, 80% load, 100% load

(資料來源: 作者繪製)

kHz]之間。當負載為20%，60W時，切換頻率範圍升高到[200 kHz，500 kHz]之間。

切換頻率太高，就造成額外的Coss切換損耗，以及Ciss的閘級充電損耗(gate charge loss)。在計算輕載的效率時，分母的輸入功率只有20%，這些額外的切換損耗很容易地使得效率下滑到80%以下。

如果負載進一步降到10%，甚至無載的

狀況，切換頻率顯然會超過1 MHz。所以近年來的臨界模式PFC控制IC (包括FAN9611 and UCC28063)都提供限制切換頻率的機制。但是單純的把切換頻率限制在一個固定的數值以下，會讓臨界模式PFC操作在不連續電流模式DCM，結果是功因和THD更不良。因此，克服臨界模式PFC切換頻率過高的對策，不僅要將最高頻率控制在500 kHz以下，也要保持臨界模

式ZVS的操作，並且改進Coss對PF和THD造成的影響。

4.4. Ton倍增方案

如前所述，臨界模式PFC在高市電，低負載時，效率，功因，和THD的性能會急速變差。而常用的切換頻率限制的機制，並無法有效解決功因和THD惡化的問題。本節介紹兩種適應式adaptive Ton倍增方案。此兩種方案的Ton會由控制IC針對當時的輸入電壓和負載電流的即時狀況而自動調節。在一個交流周期之

內，Ton和頻率都不再是固定不變的。方案一為Ton雙倍增， $Ton(max) = 2 * Ton(min)$ ；方案二為Ton三倍增， $Ton(max) = 3 * Ton(min)$ 。

圖4.6(a)顯示原先臨界模式PFC (未加Ton倍增)在220 Vac，60 W的電流波形與其他特性曲線。圖4.6(b)臨界模式PFC加入Ton雙倍增的電流波形與其他特性曲線。可以很明顯看到電流導通角度自原先的 128° 增加到約 146° 。同時，最高切換頻率也自500 kHz降到335 kHz。

圖4.7顯示Ton三倍增方案在220 Vac，60 W的電流波形與其他特性曲線。電流導通角度再

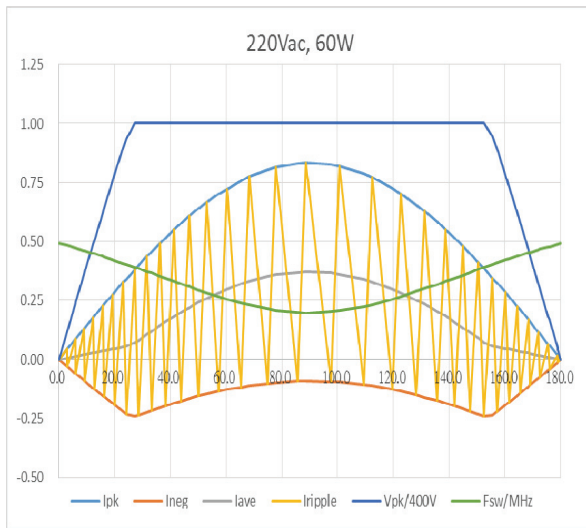
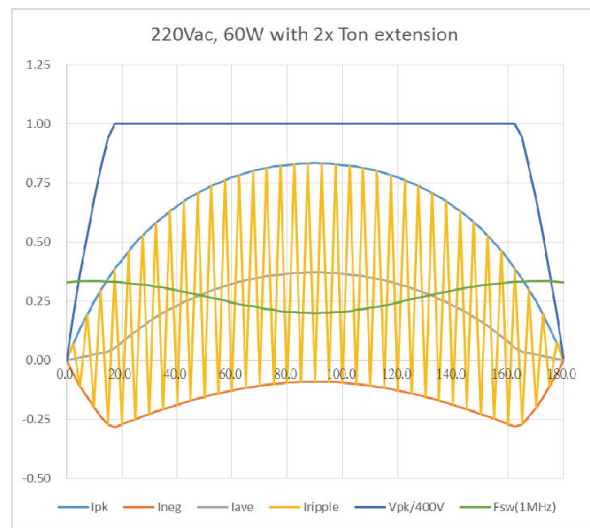


圖4.6 (a) 220Vac, 60W, 未加Ton倍增
導通角 = 128°



(b) 220Vac, 60W加2xTon倍增
導通角 = 146°

(資料來源: 作者繪製)

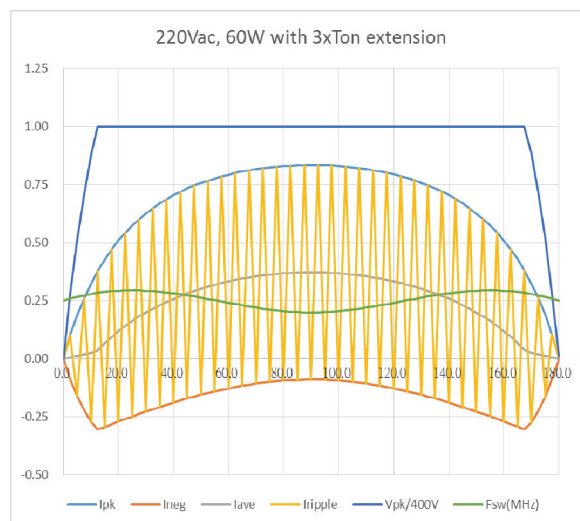


圖4.7 220Vac, 60W加3xTon倍增, 導通角 = 156°

(資料來源: 作者繪製)

增加到約 156° 。同時，最高切換頻率也再降到 293 kHz。

4.5. Cx造成的電流波形失真

如圖4.3所示，臨界模式PFC由於輸入電流是鋸齒波形，紋波值很大，容易造成交流電源的電磁干擾conducted EMI, and radiated EMI。欲通過EN55011規範，一般都會在橋整前後各加一顆X-capacitor。但橋整前的Cx1必須是交流電容，雙向耐高壓。而橋整後的Cx2是直流電容，只需要單向耐高壓，價格較低，所以要壓制輸入電流的紋波，主要是依靠Cx2。

但是為了壓制低市電，重載時的輸入電流的最大紋波，Cx2卻又造成在高市電，輕載時功因和THD的惡化。圖4.8則以連續的電流波形顯示Cx2造成的輸入電流波形的失真(a) 220Vac, 150W；(b) 220Vac, 60W。註：Cx2的phase-lead電流造成正弦波形左右不對稱，會產生一些偶數次諧波失真成分。

4.6. 臨界模式主要缺點與對策

總結以上的分析，臨界模式PFC的主要缺點是 (1) 輸入電流紋波太大 (2) 使用大功率 MOSFET，其寄生之Coss較大而造成電流波形失真與THD惡化 (3) 因為電流紋波太大，必須使用大容量Cx壓制，而Cx進一步造成在輕載時

輸入電流波形失真與THD惡化。

若仔細檢視，這些缺點的根源都源自於臨界模式PFC輸入電流紋波太大。如果能針對輸入電流紋波太大的特性找出對策，則大部分缺點都可以迎刃而解。而多相交錯式臨界模式PFC電路正是大幅度降低輸入電流紋波的優越方案，這會在下一節中深入探討。

5. 多相交錯臨界模式PFC

5.1. 兩相交錯臨界模式PFC

圖5.1顯示一個具有兩相交錯臨界模式功因改善電路前級的ATX電源供應器。Q11，L11，和Do11構成第一組臨界模式PFC的功率電路。Q12，L12，和Do12構成第二組臨界模式PFC的功率電路。此兩組PFC電路共用同一個橋式整流子及EMI濾波器，也共用同一個輸出電容Cb。PFC控制IC，則提供兩組constant Ton的驅動訊號。這兩組驅動訊號基本上是同步，同樣脈寬，但是維持 180° 的相位差(phase shift)，也就是說，以交錯方式操作(interleaved operation)。交錯操作的主要效果就是可以大幅降低總輸入電流的紋波，並且可以減少EMI電容Cx2的電容值，解決Cx2所造成的電流波形失真的問題。

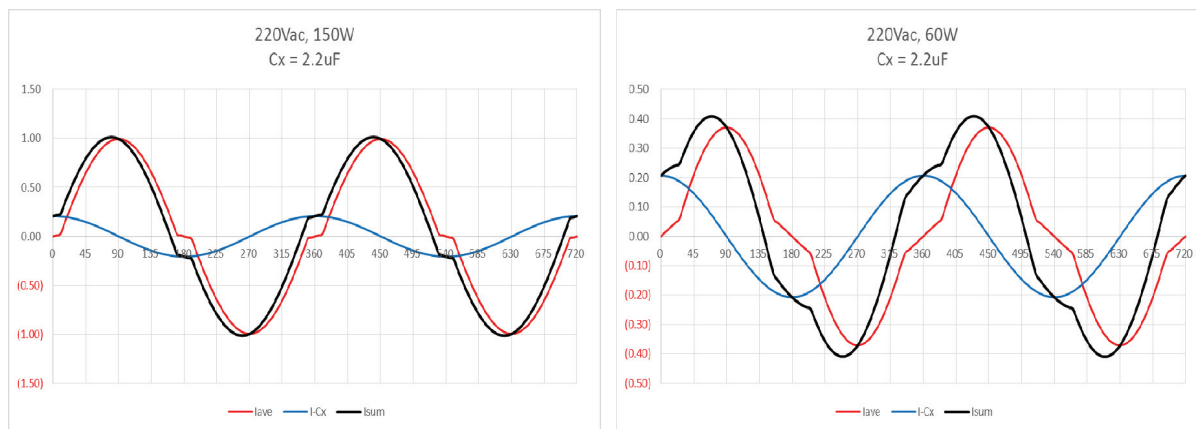


圖4.8 Cx2造成的電流失真 (a) 220Vac, 150W; (b) 220Vac, 60W
Red = 負載電流; Blue = Cx2 電流; Black = 總輸入電流。
(資料來源: 作者繪製)

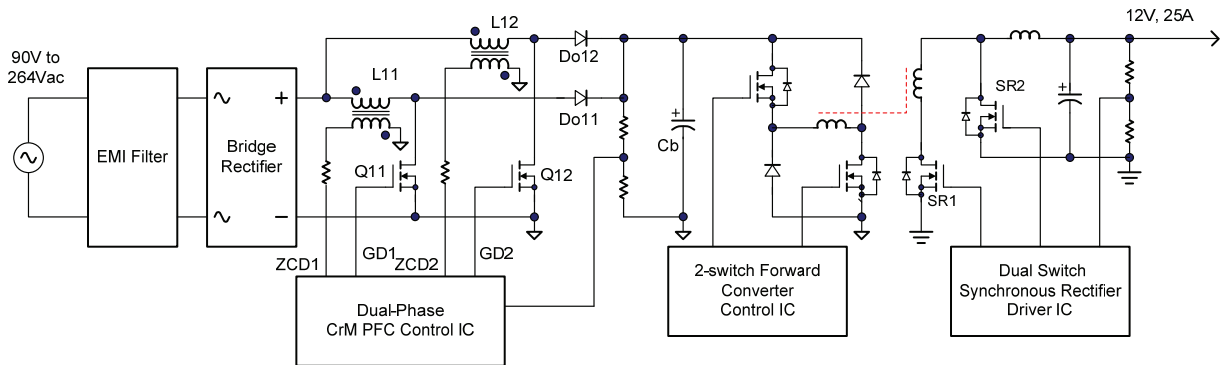


圖5.1 一個具有兩相交錯臨界模式功因改善電路前級的ATX電源供應器
(資料來源: 作者繪製)

圖5.2.(a)顯示此兩相300 W交錯臨界模式PFC在輸入電壓為110 Vac時的總輸入電流波形。灰色曲線顯示輸入電流的平均值波形。這和單相300 W臨界模式PFC的輸入電流的平均值波形基本上是相同的。不過單相的電流紋波的上緣是平均電流的兩倍，而下緣是近於零(小量的負電流)。兩相交錯式的電流紋波的上緣和下緣都向平均電流收縮。圖中淡橘色線顯示電流紋波上緣和下緣的差額。紋波最大值約是1.9A。這比單相300 W紋波最大值的約8.4A降低了77%。圖5.2.(b)顯示此兩相300 W交錯臨界模式PFC在輸入電壓為220 Vac時的總輸入電流波形。值得注意的是電流紋波在 $V_{in}(\theta) = 200\text{Vdc}$ 時完全抵銷。紋波最大值約是1.4A。

這比單相300W紋波最大值的約4.2A降低了66%。[Fairchild Semi. AN-6086, 2009], [Fairchild Semi FAN9611, 2013], [Irving et al., 2000], [O' Loughlin, 2011], [T.I. UCC28060, 2007], [T.I. UCC28063, 2011]

5.2. 三相交錯臨界模式PFC

在兩相交錯臨界模式PFC電路中，兩相之間保持 180° 的相位差。而在三相交錯臨界模式PFC電路中，各相之間就要保持 120° 的相位差。在兩相交錯臨界模式PFC電路中，電流紋波在 $V_{in}(\theta) = 200\text{Vdc}$ 時完全抵銷。而在三相交錯臨界模式PFC電路中，電流紋波在 $V_{in}(\theta) = 133\text{Vdc}$ 或 266Vdc 時完全抵銷。圖5.3.(a)顯示此

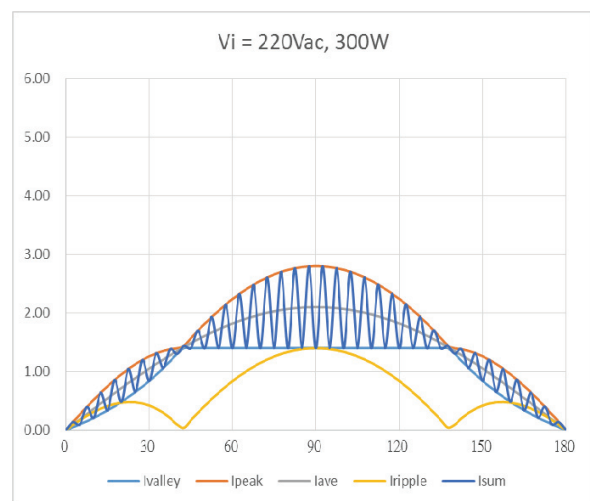
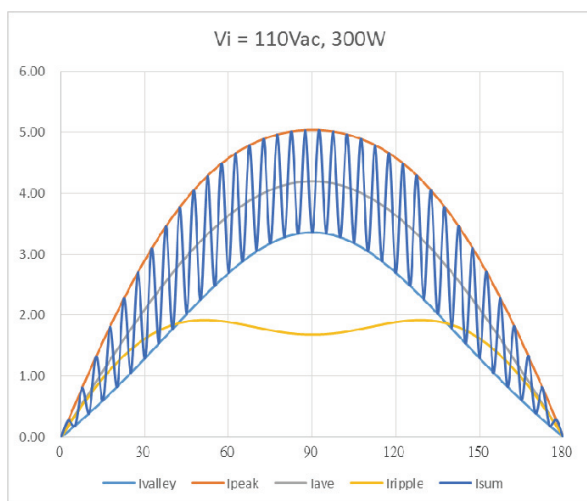
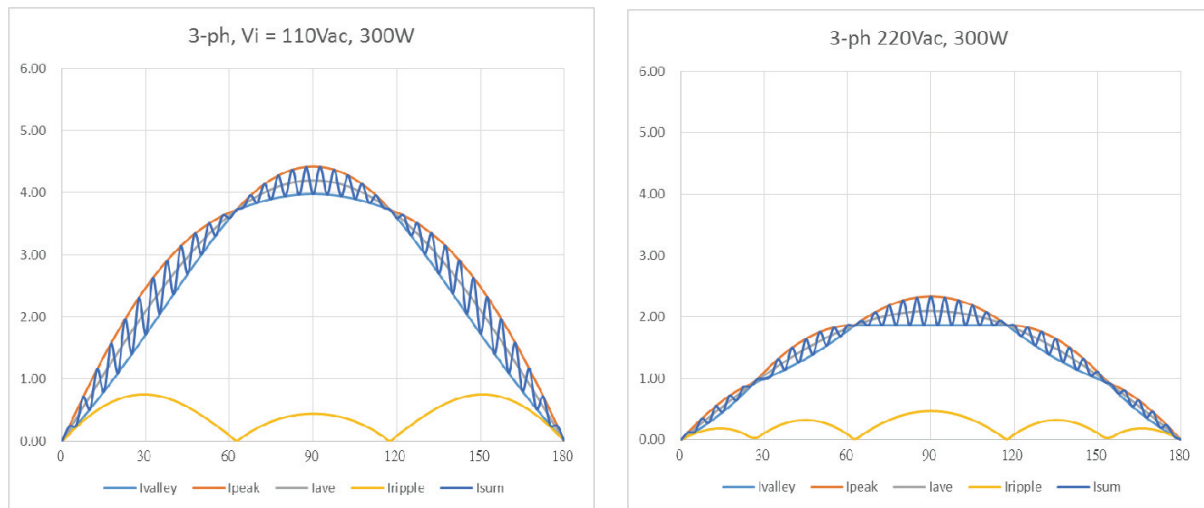


圖5.2 (a) 兩相交錯臨界模式, $V_{in} = 110\text{Vac}$

(b) 兩相交錯臨界模式, $V_{in} = 220\text{Vac}$

(資料來源: 作者繪製)

圖5.3 (a) 三相交錯臨界模式, $V_{in} = 110\text{Vac}$ (b) 三相交錯臨界模式, $V_{in} = 220\text{Vac}$

(資料來源: 作者繪製)

三相300 W交錯臨界模式PFC在輸入電壓為110 Vac時的總輸入電流波形。值得注意的是電流紋波在 $V_{in}(\theta) = 133\text{ Vdc}$ 時完全抵銷。紋波最大值約是0.7 A。相較於單相300 W紋波最大值的約8.4 A 降低了92%。圖5.3.(b)顯示此三相300 W交錯臨界模式PFC在輸入電壓為220 Vac時的總輸入電流波形。值得注意的是電流紋波在 $V_{in}(\theta) = 133\text{ Vdc}$ 時和266 Vdc時確實完全抵銷。紋波最大值約是0.4A。相較於單相300 W紋波最大值的約4.2 A降低了91%。

5.3. 多相交錯PFC輸出電流紋波

多相交錯PFC對於降低輸出電流紋波的效果就比較有限。由圖5.4(a)及圖5.4(b)顯示，三相交錯臨界模式功因改善電路的輸出電流紋波在 $V_{in}(\theta) > 133\text{V}$ 時，就不會降到零。而在 $V_{in}(\theta) > 266\text{V}$ 時，總輸出電流紋波增加有限。

整體而言，三相交錯PFC的輸出電流紋波會是單相PFC的1/3以下。對比於三相交錯PFC輸入電流紋波可以降低91% 至92%，輸出電流

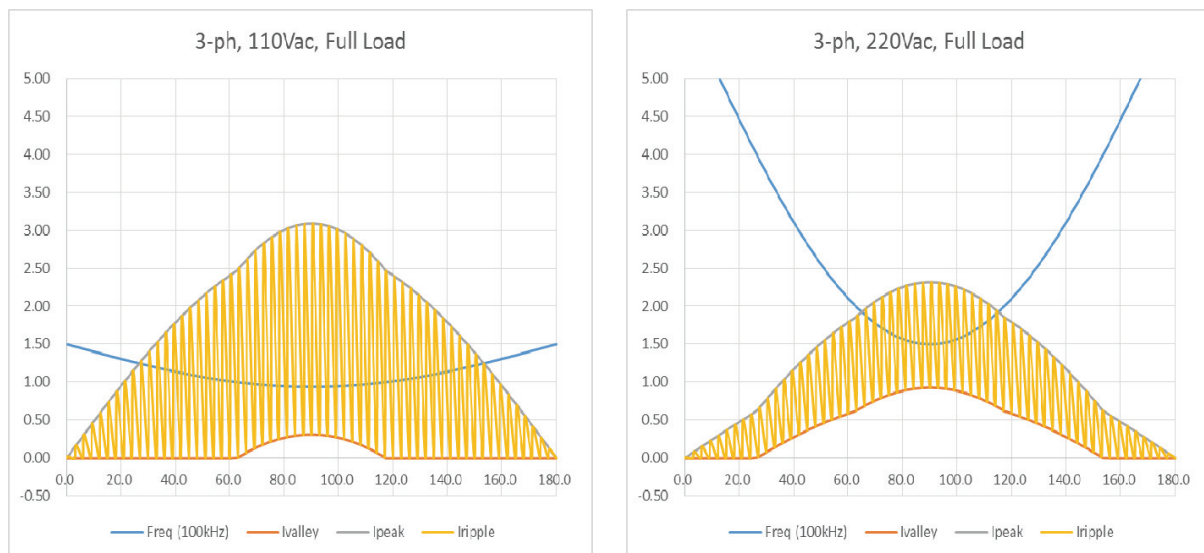


圖5.4 (a) 三相交錯臨界模式, 110Vac,全載

(b) 三相交錯臨界模式, 220Vac,全載

(資料來源: 作者繪製)

紋波只降低67%左右。但是多相交錯PFC的輸出端本來就需要一顆容量約數百 μF 的 C_b ，吸收電流紋波的能力自然比只有幾 μF 的 C_x 高出很多，況且 C_b 的大小並不會影響輸入端的波形失真。

結 論

近年來快速崛起的電動車產業，將對電源管理晶片的設計工程師及企業，帶來前所未有的技術挑戰及百年僅見的商機。電動車使用之大功率電力轉換系統及電源管理晶片的關鍵技術在於如何達到 (1) 高效率 (2) 高功率因數 (3) 高頻切換 (4) 低電磁干擾 (5) 高可靠度等目標。本文經由檢視電源轉換器發展歷史與功率元件的特性，闡釋了自1980年代以來，諧振轉換器，類諧振技巧，軟性切換，等一系列高頻高功率技術，逐漸演進成為大功率電力轉換系統及電源管理晶片的核心技術。

本文也針對適用於數千瓦等級的切換式電源的最佳方案--相位遲移式全橋轉換器；數千瓦等級功率因數改進電路的最佳方案--多相交錯臨界模式升壓轉換器，介紹其操作原理並提出幾項創新觀念與研發方向。

參考文獻

Badstuebner, U., et al., 2009, "An optimized 5kW, 147W/in³ telecom phase-shift DC-DC converter with magnetically integrated current doubler", IEEE APEC conference, pp. 21-27.

Chen, Q., Lofti, A., and Lee, F.C., 1991, "Design tradeoffs in 5V output off-line ZVS PWM converters", Proceedings of the International Telecommunications Energy Conference, Kyoto, Japan.

Fairchild Semiconductor AN-6086, 2009, "Design consideration for interleaved boundary conduction mode PFC using FAN9611/12".

Fairchild Semiconductor FAN9611/9612, 2013, "Interleaved dual BCM PFC controllers", datasheet.

Huber, L., Irving, B.T., Adragna, C., and Jovanovic, M., 2008, "Implementation of open-loop control for interleaved DCM/BCM boundary boost PFC converters", APEC, pp. 1010-1016.

Huber, L., Irving, B.T., and Jovanovic, M., 2009, "Effect of valley switching and switching-frequency limitation on line-current distortions of DCM/CCM boundary boost PFC converter", IEEE Trans. Power Electronics, pp. 339-347.

Irving, B. T., Jang, Y., and Jovanovic, M., 2000, "A comparative study of soft-switched CCM boost rectifiers and interleaved variable-frequency DCM boost rectifiers", APEC, pp. 171-177.

Liu, K. H. and Lee, F. C., 1985 "Resonant switch topologies and characteristics", IEEE PESC, pp. 106-116.

Liu, K. H., 1986, "High frequency quasi resonant converter techniques", Ph.D. Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University.

Liu, K. H., and Lin, Y. L., 1989, "Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous mode boost converters", Proc. PESC conference, pp. 825-829.

Linear Technology Corp., LTC1922-1, 2000, "Synchronous phase modulated full bridge controller", datasheet.

O'Loughlin, M., 2011 U.S. patent 7,999,524 "Interleaved power factor correction pre-regulator phase management circuitry".

On Semi. NCP1379, 2011, "Quasi-resonant current-mode controller for high-power universal off-line supplies", datasheet.

- Sabate, J.A., et al, 1990, "Design consideration for high voltage, high power, full bridge, zero voltage switched PWM converter", IEEE APEC, pp. 275-284.
- ST Micro L6562, 2005, "Transition mode PFC controller", datasheet.
- ST Micro L6599A, 2013, "Improved high voltage resonant controller", datasheet.
- Texas Instruments, UCC28950, 2003, "Phase-shifted, full-bridge controller", datasheet.
- Texas Instruments, SLUA287, 2003 "Control driver synchronous rectifiers in phase shifted full bridge converters", application note.
- Texas Instruments, SLUA323, 2004, "Current doubler rectifier offers ripple current cancellation", application note.
- Texas Instruments, UCC28060, 2007, "Natural interleaving dual-phase transition-mode PFC controller", datasheet.
- Texas Instruments, SLUA560B, 2010, "UCC28950 600-W, phase-shifted, full-bridge", application report.
- Texas Instruments, SLUA107A, 2011 "Phase shifted full bridge, zero voltage transition design considerations", application note.
- Texas Instruments, UCC28063, 2011, "Natural interleaving dual-phase transition-mode PFC controller with Improved Audible Noise Immunity", datasheet.
- Wan, H., 2012, "High efficiency DC-DC converter for EV battery charger using hybrid resonant and PWM technique", MS thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University.

The Technology and Market Trend of Power Conversion in Electric Vehicles

Kenneth H. Liu^{1*}

ABSTRACT

The 2013 global sales of hybrid cars and electric vehicles have reached 1.4 M, and it is projected to grow to 6.6 M in 2020. The main storage battery in an EV ranges from 4.4 kWh (Toyota Prius PHEV) to 85 kWh (Tesla Model S), far above the 50 Wh of a typical notebook computer. The motor drive power in an EV ranges from 27 kW (Toyota Prius), 80 kW (Nissan Leaf) to 270 kW (Tesla model-S). The fast-growing EV industry and its demand for high power, high performance battery management systems, motor drive inverters, and various power electronics create unprecedented technical challenges and special market opportunity for power management IC solution providers and their business. This paper presents key design challenges and several viable solutions for power management ICs used in high power converters for electrical vehicles.

Keywords: electric vehicle, switch-mode power supply, power factor correction, power management IC, brushless dc motor.

¹ Adjunct Professor, Department of Electrical Engineering, National Taiwan University of Science and Technology

* Corresponding Author, Phone: +886-2-2737-6685, E-mail: kenliugmi@gmail.com

Received Date: October 1, 2014

Revised Date: November 30, 2014

Accepted Date: December 4, 2014