



⑭ 反転型コンバータと新型コンバータ【後編】

～電圧を反転/昇降圧する～

馬場 清太郎
Seitaro Baba

「新型コンバータ」は、内部に入れた直列コンデンサにより入出力間を直流的に遮断しています。入出力部分の並列コンデンサにエネルギーを蓄積するのは、新型コンバータも従来型コンバータと同様ですが、従来型コンバータが内部のインダクタにエネルギーを蓄積するのに対し、新型コンバータはインダクタだけでなく直列コンデンサにもエネルギーを蓄積します。この点が従来型コンバータと大きく異なる点です。

今回は、前回で解析した新型コンバータ3種(昇降圧型：SEPICコンバータとZetaコンバータ，反転型：Cukコンバータ)を実際に設計/製作してみます。文献を見ても新型コンバータについては回路トポロジーの紹介に留まることが多く、実際の解析，設計，製作例が取り上げられることは少ないので参考になるでしょう。

表14-1 新型コンバータの設計手順

①仕様決定

コンバータ名称	SEPIC	Zeta	Cuk
機能	昇降圧	昇降圧	反転
出力電圧	V_{out} 12 V \pm 0.6 V (5%)		
出力電流	I_{out} 1 A		
入力電圧	V_{in} 12 V \pm 3 V		
スイッチング周波数	f_S 80 kHz		
出力リップル電圧	V_r 120 mV _{P-P} (V_{out} の1%)		

②経験による条件仮定

効率	η	0.9
L_1 電流リップル率	k_1	0.3
	再計算	0.313
L_2 電流リップル率	k_2	0.3
	再計算	0.293

④で選定したインダクタンス値が計算値と大幅に異なったときは、前回の式(13-13)、(13-14)により k_1 、 k_2 を求める。以下()内は再計算値

③基本パラメータの計算

T_S	$1/f_S$	12.5 μ s
V_{D1}	D_1 順方向電圧	0.5 V
D	$\frac{V_{out} + V_D}{V_{in} + V_{out} + V_D}$	0.51

④インダクタ電流の計算

I_{in}	$V_{out}I_{out}/(\eta V_{in})$	1.111 A
I_{L1}	I_{in}	1.111 A
I_{L2}	$I_{L1}(1-D)/D$	1.068 A
I_{L1max}	$I_L(1+k/2)$	1.278 A
		(1.304 A)
I_{L2max}	$I_L(1+k/2)$	1.228 A
		(1.224 A)
L	式(13-15)	229.5 μ H (220 μ H)

選択した L_1 が計算値と異なるときは再度②へ。 $I_{L1max} + I_{L2max} = 2.53 A_{max}$ はすべての半導体の最大電流と等しいから、この値でパワー MOSFET，ダイオードを選択する

⑤結合コンデンサ C_1 の計算

C_1	耐圧	15 V (V_{inmax})	12 V (V_{out})	27 V ($V_{inmax} + V_{out}$)
	式(13-23)	3.60 μ F		
I_{C1RMS}	式(13-24)	1.093 A		
C_1 決定	カタログより	470 μ F \cdot 35 V(許容リップル電流:1.43 A)		

⑥出力コンデンサの計算

		SEPIC	Zeta/Cuk
I_{DRMS}	式(13-19)	1.528 A	-
I_{C2RMS}	式(13-20)	1.335 A	-
I_{C2RMS}	式(13-25)	-	90 mA
$C_2 + ESR$	カタログより	1500 μ F + 45 m Ω	470 μ F + 130 m Ω
V_{rC}	式(13-21)	4.3 mV	-
	式(13-26)	-	1.1 mV
V_{rESR}	式(13-22)	114 mV	-
	式(13-27)	-	44.1 mV

新型コンバータの比較実験 (承前)

● パワー系の設計

前回の反転型コンバータと同様の条件で、新型コンバータ3種を設計します。出力を±12V/1Aとした設計仕様を表14-1に示します。設計計算も表14-1に従います。表中で参照している前回で説明した設計計算式を図14-1(次ページ)に再度示します。

直流遮断用コンデンサ C_1 は、図14-1に示したように、各コンバータによって印加電圧が異なるので要注意です。この C_1 は、耐圧と許容リップル電流に余裕のある470 μ F電解コンデンサと1 μ Fフィルム・コンデンサの並列としました。出力平滑用コンデンサ C_2 は、耐圧と許容リップル電流に余裕のあるESRが小さな電解コンデンサを選択しました。表14-1中のESRは反転型コンバータのときと同様に-10 $^{\circ}$ Cのときの値です。

インダクタ L_1 、 L_2 は、専用の2巻き線インダクタを使用するのが一般的ですが、ここでは入手の容易な

個別のインダクタを2個使用します。

入力電圧 V_{in} と出力電圧 V_{out} が等しいとして、 L_1 と L_2 を同一の値 L としましたが、常用の V_{in} が V_{out} と大きく異なるときは、設計計算式を求め直して L_1 と L_2 を異なった値にしたほうが動作上望ましいです。

● パワー MOSFET のドライブ回路

前回で説明を省略したドライブ回路の動作を図14-2で考えてみます。

使用したパワー MOSFET を ON するのは、NJM2374AD 内部のパワー・トランジスタです。OFF するのは、IC のドライブ端子とパワー MOSFET のソース間に抵抗を入れて行うとすると、パワー MOSFET の入力容量 C_{GS} は非常に大きく、抵抗だけでは急速に OFF できません。そこで、図に示すようにエミッタ・フォロワを入れて急速に OFF します。エミッタ・フォロワのオン電圧は約 0.7 V で、パワー MOSFET が OFF するときのゲート電圧は 0.8 V ですから、余裕が 0.1 V しかありません。図に示すようにダイオード 2 個ぶんのバイアス電圧を与えると、OFF

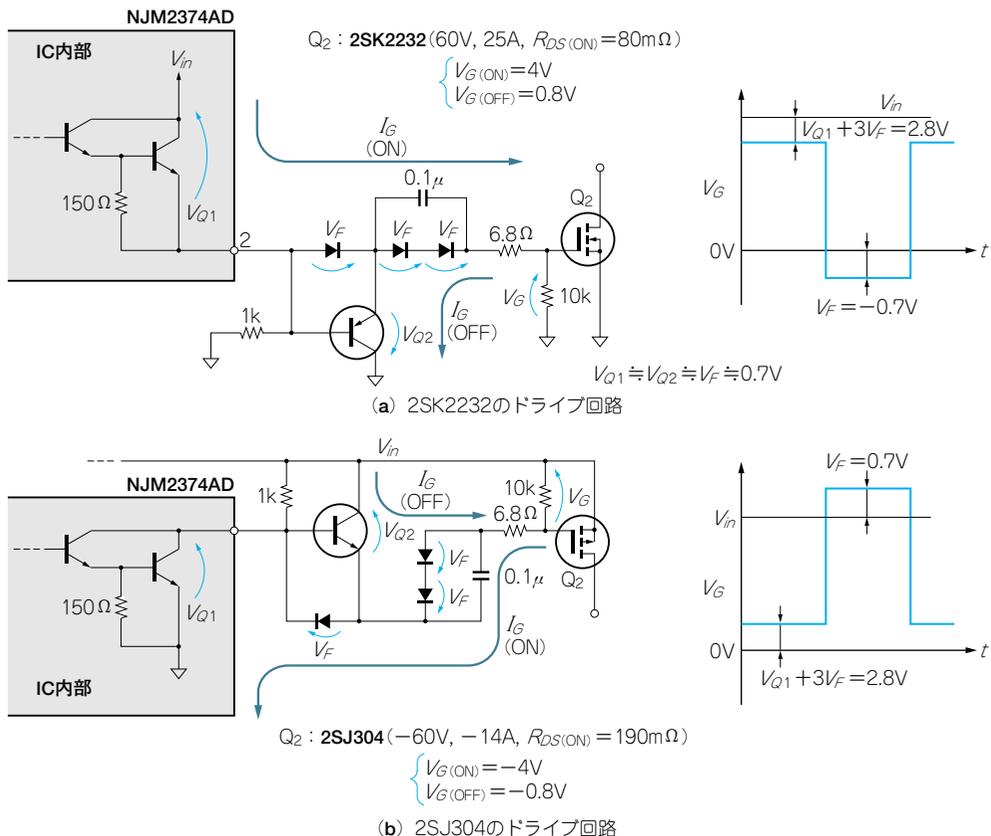


図14-2 パワー MOSFET のドライブ回路

パワー MOSFET をドライブするには入力容量 C_{GS} ($\gg C_{ISS}$) を急速に充放電する必要がある。特に OFF する場合、 $|V_{G(OFF)}| = 0.8\text{V}$ と低電圧になるため、ダイオード 2 個とコンデンサの並列回路を直列に入れて、OFF 電圧を余裕をもって確保している