

コッククロフトウォルトン回路への スミス補償の適用

鈴木 英紀*, 野口 敏彦 (静岡大学)

Application of Smith Predictor to Cockcroft Walton Circuit
Hidenori Suzuki*, Toshihiko Noguchi, (Shizuoka University)

1. はじめに

コッククロフトウォルトン回路 (以下 CW 回路) は高電圧出力が求められる回路で賞用されている。しかし、その動作原理から、より高い電圧を得るために多段に積み重ねる数を増やすほど過渡応答時間が長くなることが課題である。

本稿では CW 回路における過渡応答の改善のため、遅れ時間補償としてスミス法を適用した場合の応答性改善について検討したので報告する。

2. スミス法の原理

スミス法は制御上の無駄時間が大きなシステムに対して適用される補償法で、指令値に対してある一定時間前の操作量をフィードバックして補正することで無駄時間の間に過剰な操作が生じることを防ぐことができる。

Fig. 1のような制御システムを考える。ただし、 $X(s)$: 指令値、 $Y(s)$: 出力、 $D(s)$: 外乱、 $G_c(s)$: 制御関数、 $P(s)$: スミス予測器、 $G_p(s)$: システム関数、 $E(s)$: 無駄時間とする。

このシステムの一巡伝達関数を求めると、

$$Y(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)E(s)}{1+G_c(s)\{G_p(s)E(s)-P(s)\}} X(s) + \frac{\{1-G_c(s)P(s)\}G_p(s)E(s)}{1+G_c(s)\{G_p(s)E(s)-P(s)\}} D(s) \quad (1)$$

となる。ここで、スミス予測器 $P(s)$ を

$$P(s) = G_p(s)\{E(s) - 1\} \quad (2)$$

として(1)に代入すると、一巡伝達関数は、

$$Y(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)E(s)}{1+G_c(s)G_p(s)} X(s) + \frac{[1-G_c(s)G_p(s)\{E(s)-1\}]G_p(s)E(s)}{1+G_c(s)G_p(s)} D(s) \quad (3)$$

となり、入出力間の伝達関数の分母から無駄時間を排除することができる。

3. CW 回路における無駄時間とその補償法

CW 回路の動作は印加電圧の符号が逆転するごとに下段から上段へと電荷が移動していく。さらに、Fig. 2のような回路の場合、出力電圧として現れてくるのは偶数段にある

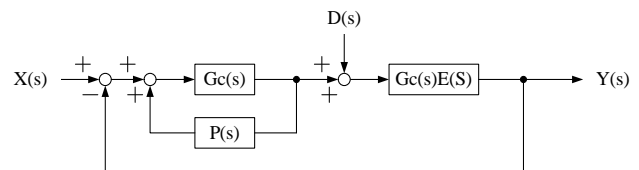


Fig. 1. Smith predictor control diagram.

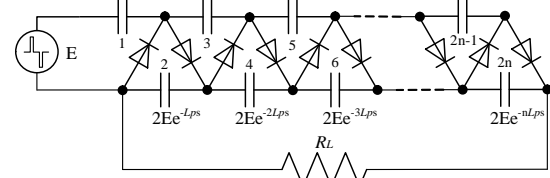


Fig. 2. CW circuit output voltage delay.

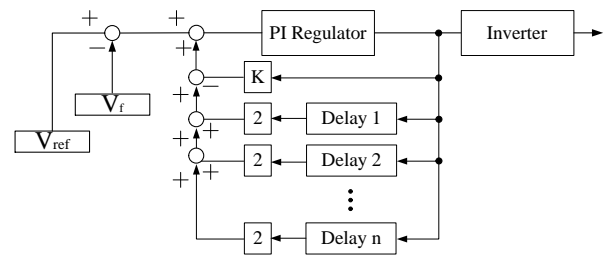


Fig. 3. Control diagram with Smith predictor.

キャパシタの電位差の合計である。このことから、出力電圧は CW 回路の段数分だけ前からの動作周期で供給された電荷の合計によって決定される。

以上のことから、 $n = \text{CW 回路の段数}/2$ 、 $L_p = \text{電源動作周期}$ として無駄時間 $E(s)$ を定式化すると、

$$E(s) = \frac{1}{n} (e^{-L_p s} + e^{-2L_p s} + e^{-3L_p s} + \dots + e^{-nL_p s}) \quad (4)$$

また、インバータは操作量に比例した電圧を出力するのでユニティゲインと考えることができ、CW 回路の電圧増幅度 K を考慮してシステムの関数は $G_p(s) = K$ となるから、

$$G_p(s)E(s) = 2(e^{-L_p s} + e^{-2L_p s} + e^{-3L_p s} + \dots + e^{-nL_p s}) \quad (5)$$

と表せる。

よって、(2)に各値を代入すると、スミス予測器 $P(s)$ は、

$$P(s) = 2(e^{-L_p s} + e^{-2L_p s} + e^{-3L_p s} + \dots + e^{-nL_p s}) - K \quad (6)$$

ゆえに、制御システムのブロック図を時間領域で表現すると、Fig. 3のように表せる。

4. シミュレーション

<4・1>ダイオードモデル

シミュレーションを実施するにあたって、理想キャパシタと理想ダイオードで CW 回路を構成した場合にキャパシタ間の充放電時定数が 0 となるためシミュレーションが困難となる。そこで、CW 回路の出力電圧にダイオードの接合容量が影響することを考慮し、理想ダイオードに接合容量を組み込んだモデルでシミュレーションを実施した。

シミュレーションに使用したダイオードモデルは Fig. 4 である。ただし、 V_f : 順方向電圧降下, R_f : 順方向抵抗, C_j : 接合容量, R_d : 放電抵抗, R_c : 充電抵抗, R_r : 逆方向抵抗である。

<4・2>シミュレーション結果

シミュレーションに PSIM を使用し、Fig. 5 に示す 12 段の CW 回路をフルブリッジインバータで駆動する想定で実施した。なお、各段の $C_{cw1} \sim 12$ の値はすべて 100 nF とし、 $V_{dc} = 360V$, $N_p : N_s = 1 : 40$ とした。出力電圧指令値を 120 kV, 比例ゲイン $K_p = 0.2$, 積分時定数 $T_i = 0.0005$ とし出力電流が 600 mA となるように R_L を設定した。Fig. 6 に提案法を適用しない場合と適用した場合の出力電圧波形をそれぞれ示す。ただし、 TD は遅れ時間を表す。

提案法を適用しない場合でも、時間遅れを大きくすることでオーバーシュートを抑制できるが、指令値の変化が不連続になるため出力電圧波形が歪む。一方で、提案法を適用した場合では出力電圧波形のオーバーシュートを抑制しつつ、その応答を一次遅れに近づけることができる。

しかし、提案法を採用してもなお、出力電圧波形にオーバーシュートが残り完全な一次遅れの応答を実現することは困難である。

5. まとめ

CW 回路へのスミス補償法の適用を提案し、その効果をシミュレーションにより確認した。時間遅れ要素が 1 つの場合は出力電圧の指令値が非連続的に変化し出力電圧波形が歪んでしまうが、CW 回路の段数に応じて時間遅れ要素を増やすことで出力電圧波形のオーバーシュートを抑制しつつ、その応答を一次遅れに近づけることができる。しかし、提案手法を採用してもなお、出力電圧波形にはオーバーシュートが残っており完全な一次遅れの応答を達成できていない。今後は更なる応答の改善を目指し、提案法を用いたより厳密な補償を検討していく。

文 献

- (1) 高村芳雄 「図式解析法を用いたコッククロフト・ウォルトン回路の動作解析」 電学論 C Vol.106 No.7 PP.119-126 1986
- (2) 南・伊藤・茂木・道平 「ダイオードの接合容量を考慮した Cockcroft-Walton 回路における昇圧比向上及び効率改善」 電学論 D : Vol.136 No.3 PP.246-247 2016

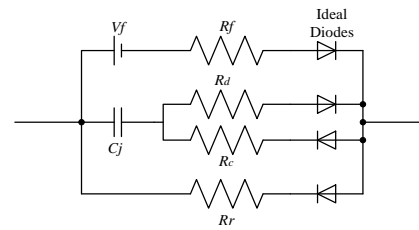


Fig. 4. Diode model.

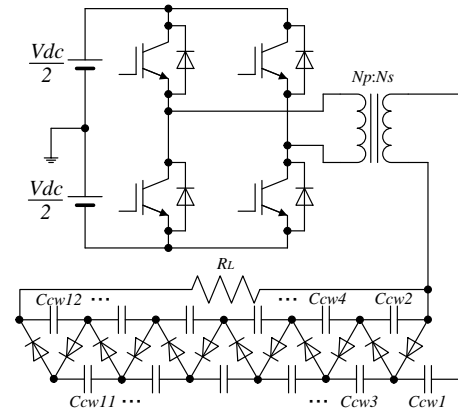
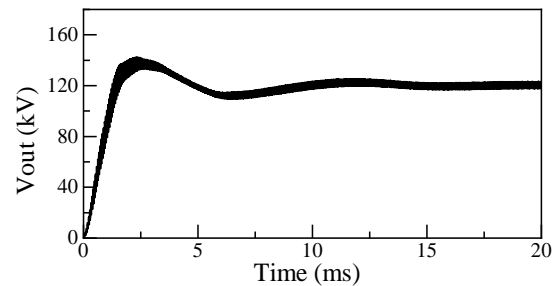
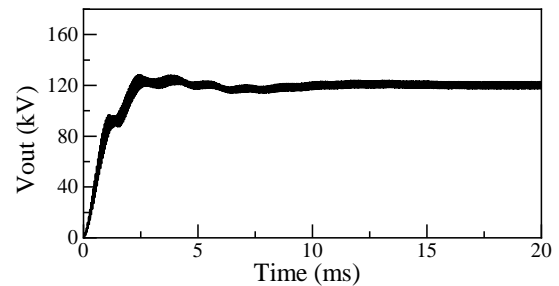


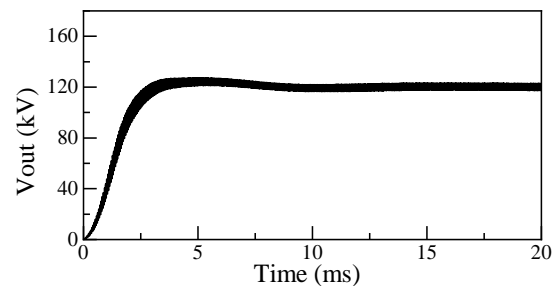
Fig. 5. Simulation circuit.



(a) Conventional Smith (TD=0.0008).



(b) Conventional Smith (TD=0.0014).



(c) Proposed 6-times Smith (TD=0.00005).

Fig. 6 Output voltage waveform.