



| | |
|------------|---|
| Title | DSP制御による情報通信用アクティブフィルタに関する研究 |
| Author(s) | 押方, 哲也 |
| Citation | (2007-03-20) |
| Issue Date | 2007-03-20 |
| URL | http://hdl.handle.net/10069/7347 |
| Right | |

This document is downloaded at: 2020-10-24T06:11:08Z

第 3 章 部分共振回路の動作解析と設計方法

3.1 まえがき

以前は、電圧や電流を正弦波状の波形にする共振回路^{(28)・(30)}が提案されていたが、最近では、電圧や電流の一部分だけを共振させる部分共振回路が主流である。^{(31)・(35)} 本論文では、新しい部分共振回路を提案している。この部分共振回路は、主スイッチが ZVS で動作するだけでなく、共振スイッチも ZCS で動作するため、高効率低ノイズを実現している。

また、単相入力回路だけでなく三相入力回路にも応用可能である。

本章では、この部分共振回路の詳しい解析を示す。また、その設計方法も合わせて示している。

3.2 部分共振回路の動作解析

図 3.1 に部分共振回路の等価回路を示す。ここで入力電流は定電流源 I_L とする。また、出力は定電圧源 E_o とする。

共振動作は、主スイッチ T_{r1} が、オフ状態からオン状態へ遷移するタイミングで行われる。⁽³⁶⁾ 図 3.2 に共振動作時の各部波形を示す。

・ 期間 $t_0 \sim t_1$

図 3.3 に期間 $t_0 \sim t_1$ の等価回路を示す。 t_0 のときに T_{r2} をオンさせると、共振チョーク L_r を電流 i_L が直線的に流れはじめる。

この期間の境界条件は、

$$i_D(t_0) = I_L \quad (3.1)$$

$$i_{Lr}(t_0) = 0 \quad (3.2)$$

$$i_D(t_1) = 0 \quad (3.3)$$

$$i_{Lr}(t_1) = I_L \quad (3.4)$$

となる。この期間の状態方程式は、

$$I_L = i_D + i_{Lr} \quad (3.5)$$

$$i_{Lr} = \frac{E_o - E_o/n_T}{L_r} t \quad (3.6)$$

$T_{01} = t_1 - t_0$ とすると、式(6)より、

$$T_{01} = \frac{I_L L_r}{E_o - E_o/n_T} \quad (3.7)$$

・ 期間 $t_1 \sim t_2$

図 3.4 に期間 $t_1 \sim t_2$ の等価回路を示す。ダイオード D を流れていた電流 i_D が t_2 で 0 になると、共振コンデンサ C_r に電流が流れて、共振期間となる。

この期間の境界条件は、

$$v_{DS1}(t_1) = E_o \quad (3.8)$$

$$v_{DS1}(t_2) = 0 \quad (3.9)$$

状態方程式は、

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = v_{DS1} - \frac{E_o}{n_T} \quad (3.10)$$

$$v_{DS1} = \frac{1}{C_r} \int (I_L - i_{Lr}) dt \quad (3.11)$$

式(3.11)を式(3.10)に代入して、

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{I_L}{C_r} t - \frac{1}{C_r} \int i_{Lr} dt - \frac{E_o}{n_T} \quad (3.12)$$

ラプラス変換して、

$$sL_r I(s) - L_r I_L = \frac{I_L}{s^2 C_r} - \frac{I(s)}{s C_r} + \frac{E_o}{s} - \frac{E_o/n_T}{s} \quad (3.13)$$

$$s^2 L_r C_r I(s) = \frac{I_L}{s} - I(s) + (E_o - \frac{E_o}{n_T}) C_r + s L_r C_r I_L \quad (3.14)$$

よって、

$$\begin{aligned} I(s) &= \frac{I_L}{s(s^2 L_r C_r + 1)} + \frac{C_r (E_o - E_o/n_T)}{s^2 L_r C_r + 1} + \frac{s L_r C_r I_L}{s^2 L_r C_r + 1} \\ &= \frac{I_L}{s} + \frac{(E_o - E_o/n_T)/L_r}{s^2 + \omega_o^2} \end{aligned} \quad (3.15)$$

ここで、 ω_o は次式で表される。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.16)$$

式(3.15)を逆変換して、

$$\begin{aligned} i_{L_r}(t) &= I_L + \frac{E_0 - E_0/n_T}{\omega_0 L_r} \sin \omega_0 t \\ &= I_L + \frac{E_0 - E_0/n_T}{Z_0} \sin \omega_0 t \end{aligned} \quad (3.17)$$

ここで、 Z_0 は次式で表される。

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3.18)$$

式(3.17)を式(3.11)に代入して、

$$\begin{aligned} v_{DS1}(t) &= \frac{1}{C_r} \int \left(-\frac{E_0 - E_0/n_T}{Z_0} \sin \omega_0 t \right) dt \\ &= (E_0 - E_0/n_T) \cos \omega_0 t + C \end{aligned} \quad (3.19)$$

式(3.8)より、

$$C = \frac{E_0}{n_T} \quad (3.20)$$

よって、

$$v_{DS1}(t) = (E_0 - \frac{E_0}{n_T}) \cos \omega_0 t + \frac{E_0}{n_T} \quad (3.21)$$

$T_{12} = t_2 - t_1$ とすると、式(2.9)より、

$$\begin{aligned} T_{12} &= \frac{1}{\omega_0} \cos^{-1} \left(\frac{E_0/n_T}{E_0/n_T - E_0} \right) \\ &= \frac{1}{\omega_0} \cos^{-1} \left(\frac{1}{1 - n_T} \right) \end{aligned} \quad (3.22)$$

・ 期間 $t_2 \sim t_4$

図 3.5 に期間 $t_2 \sim t_4$ の等価回路を示す。 v_{DS1} が 0 になると、 i_{L_r} が直線的に減少していく。

この期間の境界条件は、

$$i_L(t_2) = I_L + \frac{E_o - E_o/n_T}{Z_o} \sin(\omega_o T_{12}) \quad (3.23)$$

$$i_L(t_4) = 0 \quad (3.24)$$

状態方程式は、

$$L_r \frac{di}{dt} = -\frac{E_o}{n_T} \quad (3.25)$$

よって、

$$i_{Lr}(t) = -\frac{E_o}{n_T L_r} t + i_{Lr}(t_2) \quad (3.26)$$

ここで、 $T_{23} = t_3 - t_2$ とし、

$$i_{Lr}(t_3) = I_L \quad (3.27)$$

とすると、

$$i_{Lr}(t_3) = -\frac{E_o}{n_T L_r} T_{23} + I_L + \frac{E_o - E_o/n_T}{Z_o} \sin(\omega_o T_{12}) \quad (3.28)$$

よって、

$$T_{23} = \frac{n_T - 1}{\omega_o} \sin(\omega_o T_{12}) \quad (3.29)$$

また、 $T_{34} = t_4 - t_3$ とすると、式(3.24)より、

$$i_L(t_4) = -\frac{E_o}{n_T L_r} T_{34} + I_L \quad (3.30)$$

よって、

$$T_{34} = \frac{n_T L_r I_L}{E_o} \quad (3.31)$$

$t_2 \sim t_3$ の間に、主スイッチ T_{r1} をオンさせれば、主スイッチの **ZVS** が実現できる。また、 t_4 後に共振スイッチ T_{r2} をオンさせれば、共振スイッチの **ZCS** が実現できる。

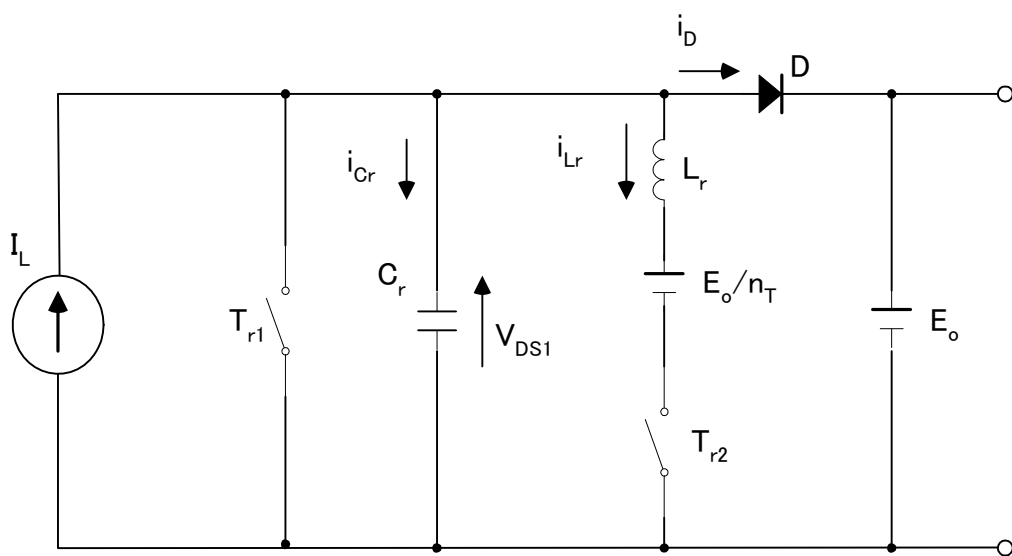


図 3.1 部分共振回路の等価回路

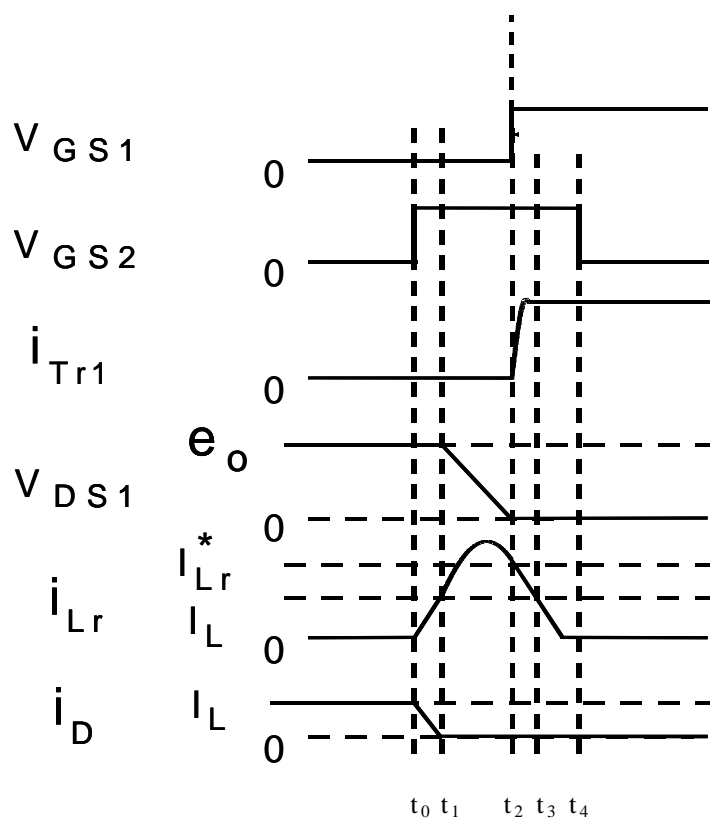


図 3.2 共振動作時の各部波形

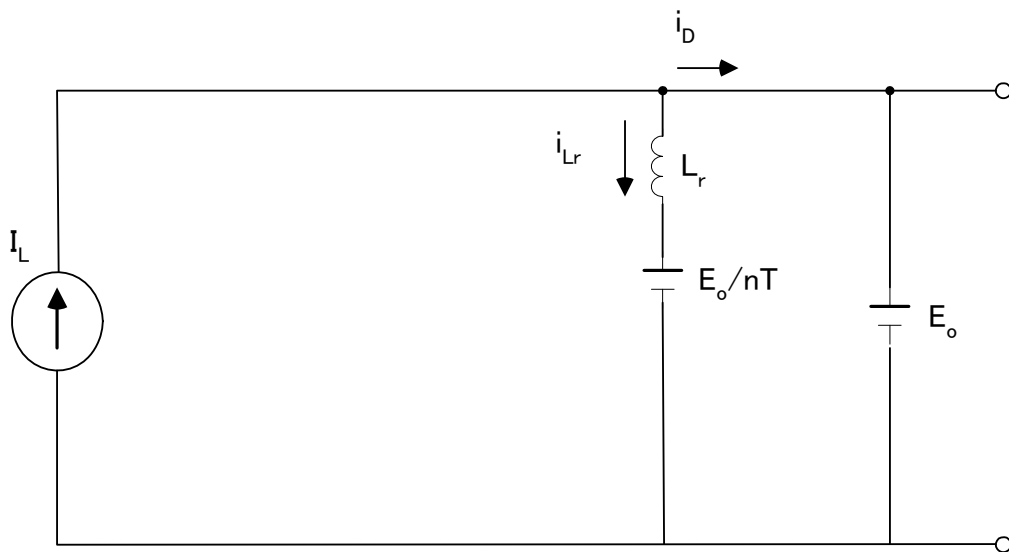


図 3.3 期間 $t_0 \sim t_1$ の等価回路

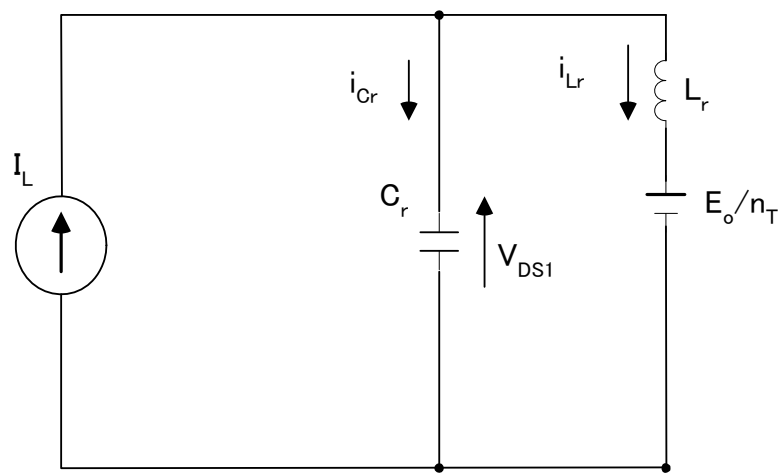


図 3.4 期間 $t_1 \sim t_2$ の等価回路

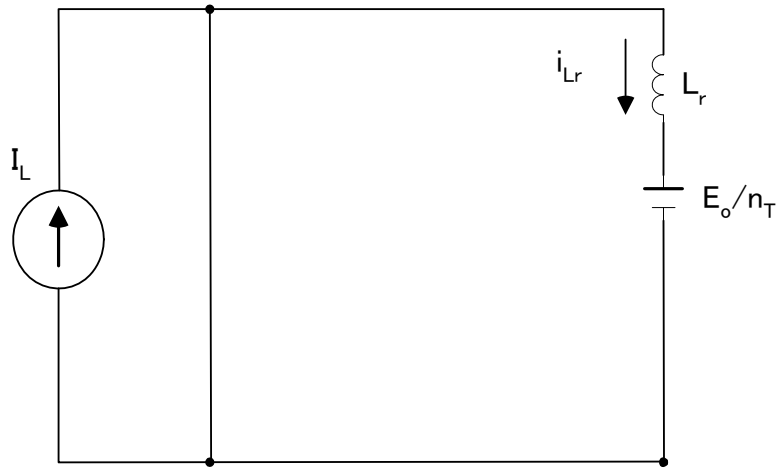


図 3.5 期間 $t_2 \sim t_4$ の等価回路

3.3 部分共振回路の設計

無負荷時でも ZVS 条件下で、主スイッチを切り替えられるためには、

$$T_{23} > T_{01} \quad (3.32)$$

式(3.22)、式(3.29)より、

$$\begin{aligned} T_{23} &= \frac{n_T - 1}{\omega_o} \sin(\omega_o T_{12}) \\ &= \frac{n_T - 1}{\omega_o} \sin(\cos^{-1} \frac{1}{1 - n_T}) \end{aligned} \quad (3.33)$$

I_L の最大値を I_{Lmax} とすると、式(3.7)、式(3.33)より、

$$\frac{n_T - 1}{\omega_o} \sin(\cos^{-1} \frac{1}{1 - n_T}) > \frac{I_{Lmax} L_r}{E_o - E_o / n_T} \quad (3.34)$$

よって、

$$Z_o < \frac{(n_T - 1)^2}{n_T} \frac{E_o}{I_{Lmax}} \sin(\cos^{-1} \frac{1}{1 - n_T}) \quad (3.35)$$

ここで適当な n_T の値（通常 3 程度）を決め、式(3.35)より、 Z_o の値を決定する。

また、共振周波数を f_r とすると、

$$\begin{aligned} f_r &= \frac{\omega_o}{2\pi} \\ &= \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \end{aligned} \quad (3.36)$$

よって、

$$L_r = \frac{Z_o}{2\pi f_r} \quad (3.37)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_o} \quad (3.38)$$

また、共振スイッチ T_{r2} に流れる電流 i_{Lr} の最大値を I_{Lrmax} とすると、式(3.17)より、

$$I_{Lrmax} = I_{Lmax} + \frac{E_o - E_o / n_T}{Z_o} \quad (3.39)$$

式(3.39)により、共振スイッチ T_{r2} の選定を行う。

3.4 結び

部分共振回路の解析とその設計法を示した。主スイッチが ZVS、共振スイッチも ZCS で動作するため、高効率低ノイズといえる。

本章では単相アクティブフィルタについて解析を行ったが、三相アクティブフィルタにこの部分共振回路を適用した場合も、動作、設計法は全く同様である。