

応用電力変換工学

舟木剛

第12回 直列・並列・直並列共振形 コンバータ

平成20年1月9日

直列共振形コンバータ

-インバータ部-

- 直列共振インバータ部
 - 回路図(全体)
 - 負荷に対して、直列共振部(LC)を挿入
 - インバータ部は、矩形波電圧を出力
 - 共振部によりバンドパスフィルタされた出力となる
 - LC部の共振周波数を、スイッチング周波数に設定

直列共振形コンバータ

-インバータ部-

- 回路条件
 - RLC回路の回路方程式

$$\begin{cases} V_s = \left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R \right) I \\ V_o = RI \end{cases} \quad \rightarrow \quad V_s = \left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R \right) \frac{V_o}{R}$$

- 入出力電圧の比

- 実数化して

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{R}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{R}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}$$

$$\left| \frac{V_o}{V_s} \right| = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R} - \frac{1}{\omega C R}\right)^2}}$$

直列共振形コンバータ

-インバータ部-

- 共振条件

- 虚数部が0 $j\omega_0 L + \frac{1}{j\omega_0 C} = 0 \rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

- LC共振部がフィルタとして動作

- 矩形波に含まれる共振周波数成分

$$V_1 = \frac{1}{\pi} \left(\int_{-\pi}^0 -V_{dc} \sin x dx + \int_0^\pi V_{dc} \sin x dx \right) = \frac{4V_{dc}}{\pi}$$

- 共振回路部のフィルタ特性

- 負荷が大きい方が(Rが小)フィルタ特性が良い

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega C R}$$

- 共振周波数付近でスイッチングすることによる損失低減

- 共振による電流零点生成

- 周波数制御による、出力電圧制御

直列共振形コンバータ

-DC-DCコンバータ-

- 直列共振DC-DCコンバータ回路図(全体)
 - 回路構成
 - ハーフブリッジインバータ
 - 全波整流回路
 - 直列共振部でインバータと整流回路を接続
 - インバータ部は、矩形波電圧を出力
 - LC部でインバータ出力がフィルタされる
 - スイッチング周波数で、出力制御

直列共振形コンバータ

- 直列共振DC-DCコンバータの出力制御
 - $\omega_s > \omega_0$ の時
(スイッチング周波数が共振周波数より高い場合)
 - ターンオンZVS
 - ターンオフ \neq ZCS(零ではない)
- 回路条件
 - インバータ部出力電圧と、整流器部電圧の関係
 - インバータ部出力電圧 V_a 基本波成分(電源電圧 V_s)
$$V_a = \frac{1}{\pi} \left(\int_{-\pi}^0 -V_s \sin x dx + \int_0^{\pi} V_s \sin x dx \right) = \frac{4V_s}{\pi}$$
 - 整流器部交流電圧 V_b 基本波成分(直流電圧は V_0 で一定とする)
$$V_b = \frac{1}{\pi} \left(\int_{-\pi}^0 -V_o \sin x dx + \int_0^{\pi} V_o \sin x dx \right) = \frac{4V_o}{\pi}$$

直列共振形コンバータ

- 回路条件
 - インバータ部出力電圧と、整流器部電圧の関係
 - 直列共振部の電流が正弦波 (振幅 I_L)
 - 直流出力電流平均値 I_O
 - 共振回路側から整流回路を見た実効抵抗 R_e
 - 整流回路部交流電流 I_L ・電圧 V_b 振幅 (共振周波数)

$$I_O = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^\pi I_L \sin x dx \right) = \frac{2I_L}{\pi}$$

$$R_e = \frac{V_b}{I_L} = \frac{\frac{4V_O}{\pi}}{\frac{\pi I_O}{2}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_O}{I_O} = \frac{8}{\pi^2} R_L$$

直列共振形コンバータ

- 整流器の実効抵抗 R_e に対する回路方程式
 - RLC回路の回路方程式
 - インバータ部 V_a (交流回路)
 - 整流器部 V_b (直流回路)
 - 入出力電圧の比

- 実数化して

$$\left| \frac{V_o}{V_s} \right| = \frac{R_e}{\sqrt{R_e^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R_e} - \frac{1}{\omega C R_e} \right)^2}}$$

- ω を変えることで変換比が変わる
- Q が変わっても、最大の電圧比は1
- 負荷が0となると出力電圧が制御できない

直列共振形コンバータ

- 直列共振DC-DCコンバータの出力制御
スイッチング周波数が共振周波数より低い場合
 - $\omega_0/2 < \omega_s < \omega_0$ の時
 - ターンオン時
 - 順方向電圧・電流によるスイッチング損失
 - » 反対アームのダイオード電流を転流
 - ターンオフ時
 - 逆方向(ダイオード)電流となり, ZCS
 - $\omega_s < \omega_0/2$ のとき
 - スイッチオン周期の間に, 共振波形が一周期以上
 - ターンオン・オフ共にZCS化可能
 - » 但し, 不連續導通

並列共振形コンバータ

- 直列共振コンバータ回路図(全体)
 - 共振部のコンデンサ C_r を並列接続
 - C_r の充電電圧極性で整流回路動作が決まる
 - 直流負荷側にリアクトルを挿入
 - 負荷電流を一定 I_o に保つ(定電流出力)
 - 直列共振型は定電圧
 - 整流器部の入力
 - $\pm I_o$ の矩形波電流
 - 共振コンデンサ電圧
 - 共振周波数の正弦波電圧
 - 直流出力電圧を決定

並列共振形コンバータ

- 入出力の関係
 - 整流器負荷
 - 等価な交流抵抗 R_e とする
 - スイッチング周波数(ω)≒共振周波数において
 - インバータ部はスイッチング周波数成分(V_{a1})のみを考える

$$V_{a1} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_s \sin x dx = \frac{4V_s}{\pi}$$

- 共振部
 - 共振部のインピーダンス

$$X_L = \omega L_r, X_C = \frac{1}{\omega C_r}$$

- 共振コンデンサ部の正弦波電圧 V_{b1}
- 共振電流 I_{b1}
 - (スイッチング角周波数 ω)

並列共振形コンバータ

- 共振部の回路方程式(交流回路)
 - 共振Lでの電圧降下

$$V_{b1} = V_{a1} - jX_L I_{a1}$$

- 共振Cと負荷抵抗Reは並列

$$V_{b1} = \frac{1}{\frac{1}{-jX_C} + \frac{1}{R_e}} I_{a1}$$

- 入出力電圧比

$$V_{b1} = V_{a1} - jX_L V_{b1} \left(\frac{1}{-jX_C} + \frac{1}{R_e} \right)$$

$$V_{b1} \left(1 - \frac{X_L}{X_C} + j \frac{X_L}{R_e} \right) = V_{a1}$$

並列共振形コンバータ

- 回路条件
 - 交流部等価回路
 - 共振入力部と出力部の電圧比

$$\left| \frac{V_{b1}}{V_{a1}} \right| = \left| \frac{1}{1 - \frac{X_L}{X_C} + j \frac{X_L}{R_e}} \right|$$

- 直流出力電圧 V_O と共振出力部電圧 V_{b1} との関係

$$V_O = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_{b1} \sin x dx = \frac{V_{b1}}{\pi} [\cos x]_0^\pi = \frac{2V_{b1}}{\pi}$$

- 直流出力電流 I_O と共振出力部電流 I_{b1} との関係

$$I_{b1} = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi I_O \sin x dx = \frac{4}{\pi} I_O$$

- 負荷抵抗 R_L と交流抵抗 R_e の関係

$$R_e = \frac{V_{b1}}{I_{b1}} = \frac{\frac{\pi}{2} V_O}{4\pi I_O} = \frac{\pi^2}{8} \frac{V_O}{I_O} = \frac{\pi^2}{8} R_L$$

並列共振形コンバータ

- 入出力電圧の比

$$V_s = \frac{\pi}{4} V_{a1}$$

$$V_o = \frac{2}{\pi} V_{b1}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{\frac{2}{\pi} V_{b1}}{\frac{\pi}{4} V_{a1}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{b1}}{V_{a1}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{1 - \frac{X_L}{X_C} + j \frac{X_L}{R_e}}$$

- 実数化して

$$\left| \frac{V_o}{V_s} \right| = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{X_L}{X_C}\right)^2 + \frac{X_L}{R_e}^2}}$$

- 直列共振型より出力電圧高い
- Qによって、入出力電圧比最大値が変わる

$$Q = \frac{R_L}{\omega L_r}$$

直並列共振形コンバータ

- 回路条件
 - 整流器部以降は並列共振形とおなじ
 - スイッチング周波数成分 ω を考える
 - 共振部の入出力電圧比

$$V_{a1} = I_{a1} \left(-jX_{Cs} + jX_L + \frac{1}{\frac{1}{-jX_{Cp}} + \frac{1}{R_e}} \right)$$

$$\begin{aligned} V_{b1} &= V_{a1} - I_{a1} (-jX_{Cs} + jX_L) \\ &= V_{a1} - (-jX_{Cs} + jX_L) \frac{V_{a1}}{-jX_{Cs} + jX_L + \frac{1}{\frac{1}{-jX_{Cp}} + \frac{1}{R_e}}} \\ &= V_{a1} \frac{-(-jX_{Cs} + jX_L) - jX_{Cs} + jX_L + \frac{1}{\frac{1}{-jX_{Cp}} + \frac{1}{R_e}}}{-jX_{Cs} + jX_L + \frac{1}{\frac{1}{-jX_{Cp}} + \frac{1}{R_e}}} \\ &= V_{a1} \frac{\frac{1}{\frac{1}{-jX_{Cp}} + \frac{1}{R_e}}}{-jX_{Cs} + jX_L + \frac{1}{\frac{1}{-jX_{Cp}} + \frac{1}{R_e}}} = V_{a1} \frac{1}{j(-X_{Cs} + X_L) \left(\frac{1}{-jX_{Cp}} + \frac{1}{R_e} \right) + 1} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{V_{b1}}{V_{a1}} &= \frac{1}{j(-X_{Cs} + X_L) \left(\frac{1}{-jX_{Cp}} + \frac{1}{R_e} \right) + 1} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{X_{Cs} - X_L}{X_{Cp}} + j \frac{-X_{Cs} + X_L}{R_e}} \end{aligned}$$

$$V_s = \frac{\pi}{4} V_{a1}$$

$$V_O = \frac{2}{\pi} V_{b1}$$



直並列共振形コンバータ

- 回路条件
 - 整流器部以降は並列共振形とおなじ
 - スイッチング周波数成分 ω を考える
 - 共振部の入出力電圧比

$$\frac{V_O}{V_S} = \frac{\frac{2}{\pi} V_{b1}}{\frac{\pi}{4} V_{a1}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{b1}}{V_{a1}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{1 + \frac{X_{Cs} - X_L}{X_{Cp}} + j \frac{-X_{Cs} + X_L}{R_e}}$$

$$\left| \frac{V_O}{V_S} \right| = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{X_{Cs} - X_L}{X_{Cp}} \right)^2 + \left(\frac{-X_{Cs} + X_L}{R_e} \right)^2}}$$

$$= \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{C_p}{C_s} - \omega^2 L C_p \right)^2 + \left(\frac{\omega L}{R_e} - \frac{1}{\omega C_s R_e} \right)^2}}$$