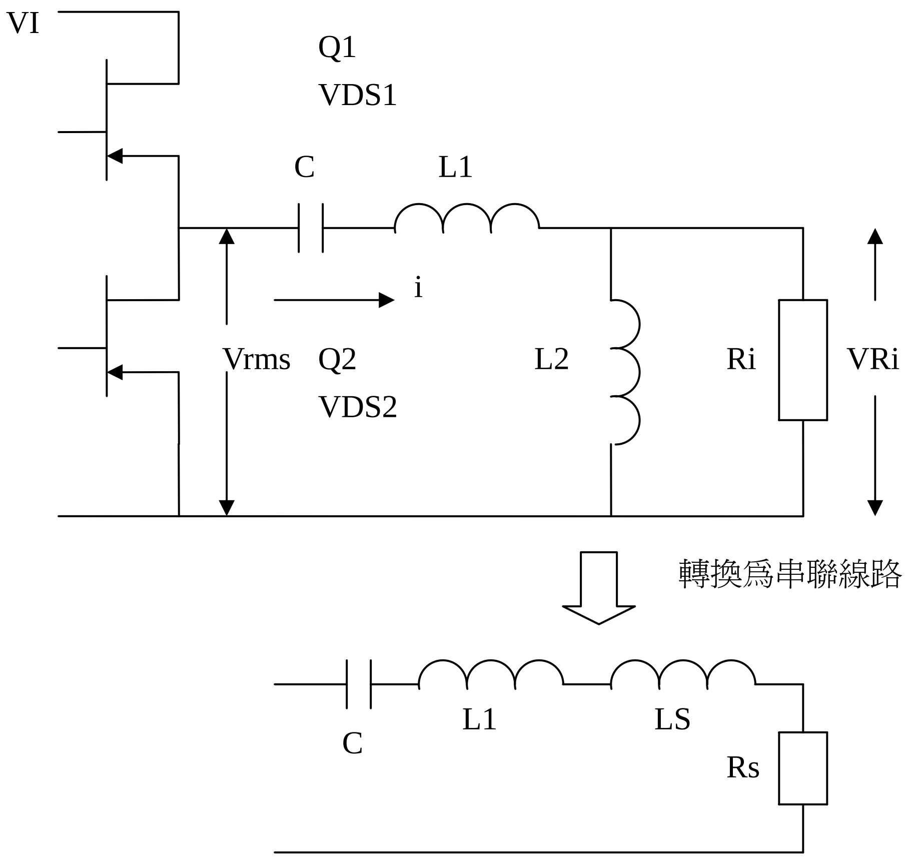
CLL 諧振共振分析說明



上圖爲 CLL 線路結構

我們由串聯諧振得知

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_o L = 1/\omega_o C$$

$Q_L = Z_o / R$ 有包含負載的 Q

$Q_o = Z_o / r$ 不含負載的 Q

$r = rds + r_L + r_C$

$R = R_i + r$

我們首先設定一些相關的參數

$A = \frac{L1}{L2}$ --------(1)

設定 L1 與 L2 的比值，這個比值非常有意思，一般都取 0.25 左右。如果不需要外加電感也可以取消。

所以我們就可以推導出(從 Q2 VDS2 看進去)，以(1)代入

$L = L1 + L2 = AL2 + L2 = L2(1+A) = L1(1+\frac{1}{A})$ --------(2)

$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{(L1+L2)C}}$ ---------(3)

$Z_o = \omega_o L = 1/\omega_o C = \sqrt{\frac{L}{C}}$ ----------(4)

當我們再單看 L2 時其爲並聯諧振因此(因爲 L2 和 Ri 爲並聯)，所以

$Q_L = R_i / Z_o = R_i / \omega_o L = \omega_o C R_i$ ---------(5)和串聯諧振剛好顛倒

把(2)代入則得(6)

$L = R_i / \omega_o Q_L$ $L_2 = L / (1+A)$

$L_2 = \frac{R_i}{(1+A) w_0 Q_L}$ ----------(6)

轉換爲串聯等效電路時

$Leq = L1 + Ls$ ---------(7)

$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LeqC}} = \frac{1}{\sqrt{(L1+Ls)C}}$ ---------(8)

$Q_r = \omega_r(L1+Ls) / Rs = 1 / \omega_r CRs$ --------(9)
註：由串聯諧振可知線路爲電容性或電感性其邊界條件是由 ω_r 所決定。

接下來我們開始分析**電路阻抗特性**

$$Z = jwAL2 + \frac{1}{jwC} + \frac{RijwL2}{Ri + jwL2}$$

$$= \frac{jwAL2[jwC(Ri + jwL2)] + (Ri + jwL2) + RijwL2\,jwC}{jwC(Ri + jwL2)}$$

$$= \frac{(-w^2AL2CRi - w^2L2CRi + Ri) + (jwL2 - jw^3AL2^2C)}{jwCRi - w^2L2C}$$

分子分母同除以 $-w^2L2C$

$$= \frac{(ARi + Ri - \frac{Ri}{w^2L2C})^{(A)} + (jwAL2 - j\frac{1}{wC})^{(B)}}{1 - j\frac{Ri}{wL2}^{(C)}} \quad \text{---------(10)}$$

把(10)式的各項因數分別簡化成

(6)式 $L2 = Ri / (1+A)\omega_0 Q_L$

$$C = \frac{Q_L}{w_0 Ri}$$

$$L2 = \frac{L}{1+A}$$

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

以上列各項帶入(10)的各項因數中並簡化之

(A) 項 以 L2 跟 C 帶入

$$Ri(1+A) - \frac{Ri(1+A)}{w^2LC} = Ri(1+A)(1-(\frac{w_0}{w})^2)$$

(B) 項 以 L2 跟 C 帶入

$$jRi\frac{w}{w_0}\frac{A}{(1+A)}\frac{1}{Q_L} - j\frac{w_0 Ri}{wQ_L} = j\frac{Ri}{Q_L}(\frac{wA}{w_0(1+A)} - \frac{w_0}{w})$$

(C) 項 以 L2 帶入

$$1 - j\frac{Ri}{w}\frac{(1+A)w_0Q_L}{Ri} = 1 - j(1+A)\frac{w_0}{w}Q_L$$

合併整理(A)(B)(C)三項可得

$$Z=\frac{Ri\{(1+A)[1-(\frac{w_0}{w})^2]+j\frac{1}{Q_L}[\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A}-\frac{w_0}{w}]\}}{1-jQ_L(1+A)\frac{w_0}{w}}=Ze^{j\varphi}=R_S+jX_S \text{-------}(11)$$

用(5)式 $Ri=Q_L Z_0$ 帶入(11)

$$Z=\frac{Q_L Z_0\{(1+A)[1-(\frac{w_0}{w})^2]+j\frac{1}{Q_L}[\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A}-\frac{w_0}{w}]\}}{1-jQ_L(1+A)\frac{w_0}{w}}$$

移項

$$\frac{Z}{Z_0}=\frac{Q_L\{(1+A)[1-(\frac{w_0}{w})^2]+j\frac{1}{Q_L}[\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A}-\frac{w_0}{w}]\}}{1-jQ_L(1+A)\frac{w_0}{w}}$$

求 $\frac{Z}{Z_0}$ 的解

$$\frac{Z}{Z_0}=Q_L\sqrt{\frac{(1+A)^2[1-(\frac{w_0}{w})^2+\frac{1}{{Q_L}^2}[\frac{wA}{w_0(1+A)}-\frac{w_0}{w}]^2}{1+[Q_L(1+A)\frac{w_0}{w}]^2}} \text{--------}(12)$$

在(11)式 $\frac{\text{分子大括號}}{\text{分母}}$ 之中同乘以 $[1+jQ_L(1+A)\frac{w_0}{w}]$ ，如此分母爲實數。

$$Z=\frac{Ri\{(1+A)[1-(\frac{w_0}{w})^2]+j\frac{1}{Q_L}[\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A}-\frac{w_0}{w}]\}}{1-jQ_L(1+A)\frac{w_0}{w}}\frac{[1+jQ_L(1+A)\frac{w_0}{w}]}{[1+jQ_L(1+A)\frac{w_0}{w}]}$$

$$=\frac{Ri\{(1+A)[1-(\frac{w_0}{w})^2]+j\frac{1}{Q_L}[\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A}-\frac{w_0}{w}]\}[1+jQ_L(1+A)\frac{w_0}{w}]}{1^2+[Q_L(1+A)\frac{w_0}{w}]^2}$$

因此分析分子的部分，

常數項爲 $=\frac{Ri}{1^2+[Q_L(1+A)\frac{w_0}{w}]^2}$

其它項次爲 $=\frac{\{(1+A)[1-(\frac{w_0}{w})^2]+j\frac{1}{Q_L}[\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A}-\frac{w_0}{w}]\}[1+jQ_L(1+A)\frac{w_0}{w}]}{}$ 乘開爲

$(1+A)[1-(\frac{w_0}{w})^2]+j\frac{1}{Q_L}[\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A}-\frac{w_0}{w}]^{(A)}+[jQ_L(1+A)\frac{w_0}{w}](1+A)[1-(\frac{w_0}{w})^2]-[(1+A)\frac{w_0}{w}][\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A}-\frac{w_0}{w}]^{(B)}$

B 項爲 $[jQ_L(1+A)\frac{w_0}{w}](1+A)[1-(\frac{w_0}{w})^2]-[(1+A)\frac{w_0}{w}][\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A}-\frac{w_0}{w}]$

可以再簡化爲 $jQ_L(1+A)^2\frac{w_0}{w}[1-(\frac{w_0}{w})^2]-A+(\frac{w_0}{w})^2(1+A)$

A 及 B 項整理爲

實數爲 $(1+A)[1-(\frac{w_0}{w})^2]-A+(\frac{w_0}{w})^2(1+A)$

$=1+A-(\frac{w_0}{w})^2-A(\frac{w_0}{w})^2-A+(\frac{w_0}{w})^2+A(\frac{w_0}{w})^2=1$

虛數爲 $j\frac{1}{Q_L}[\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A}-\frac{w_0}{w}]+jQ_L(1+A)^2\frac{w_0}{w}[1-(\frac{w_0}{w})^2]$

所以 $\varphi=\tan^{-1}\{\frac{1}{Q_L}[\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A}-\frac{w_0}{w}]+Q_L(1+A)^2\frac{w_0}{w}[1-(\frac{w_0}{w})^2]\}$ --------(13)

因此阻抗 Z 的實數 $R_S=Z\cos\varphi$ 而虛數 $X_S=Z\sin\varphi$

假如 $w=w_0$ 時

$\varphi=\tan^{-1}\{\frac{1}{Q_L}[1\frac{A}{1+A}-1]+Q_L(1+A)^2 1[1-(1)^2]\}$

因 $Q_L(1+A)^2 1[0]=0$

$\varphi=\tan^{-1}\frac{1}{Q_L}(\frac{A}{1+A}-1)=\tan^{-1}\frac{1}{Q_L}(\frac{A-(1+A)}{1+A})=-\tan^{-1}\frac{1}{Q_L}(\frac{1}{1+A})<0$ -----(14)

此公式說明了 $w=w_0$ 或 $w<w_0$ 時諧振網路呈現電容負載的特性

求臨界狀況時的 w_r

由(13)式 $\varphi=\tan^{-1}\{\frac{1}{Q_L}[\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A}-\frac{w_0}{w}]+Q_L(1+A)^2\frac{w_0}{w}[1-(\frac{w_0}{w})^2]\}$

令 $\varphi=0$，$w\rightarrow w_r$，$\frac{w_r}{w_0}=k$

則 $\{\frac{1}{Q_L}[\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A}-\frac{w_0}{w}]+Q_L(1+A)^2\frac{w_0}{w}[1-(\frac{w_0}{w})^2]\}=0$

$\frac{1}{Q_L}[k\frac{A}{1+A}-\frac{1}{k}]+\frac{Q_L}{k}(1+A)^2\frac{w_0}{w}[1-\frac{1}{k^2}]=0$ 同乘 Q_L

$\frac{kA}{1+A}-\frac{1}{k}+\frac{Q_L{}^2}{k}(1+A)^2(1-\frac{1}{k^2})=0$

$\frac{k^2A}{1+A}-1+Q_L{}^2(1+A)^2-\frac{Q_L{}^2(1+A)^2}{k^2}=0$

$$\frac{k^4 A}{1+A}+k^2[Q_L{}^2(1+A)^2-1]-Q_L{}^2(1+A)^2=0$$

$$\frac{k^4 A}{1+A}+k^2 Q_L{}^2(1+A)^2-k^2-Q_L{}^2(1+A)^2=0$$

解 k 得 $k^2=\dfrac{1-Q_L{}^2(1+A)^2\pm\sqrt{[Q_L{}^2(1+A)^2-1]^2-4AQ_L{}^2(1+A)}}{\dfrac{2A}{1+A}}$

所以 $\dfrac{w_r}{w_0}=\sqrt{\dfrac{(1+A)\{1-Q_L{}^2(1+A)^2\pm\sqrt{[Q_L{}^2(1+A)^2-1]^2-4AQ_L{}^2(1+A)}}{2A}}$ ------(15)

由(15)式可知，當 $Q_L\to 0$ 時 $\dfrac{w_r}{w_0}\to\sqrt{\dfrac{1+A}{A}}$

除了由(15)式可知道 $\dfrac{w_r}{w_0}$ ，我們也可以應用等效電路求出 w_r 。

$w_r=\dfrac{1}{\sqrt{L_{eq}\bullet C}}$ 　　其中 $L_{eq}=L_1+L_S$ ，

令 $q_r=\dfrac{w_r L_S}{R_S}=\dfrac{R_i}{w_r L_2}=Q_L(1+A)(\dfrac{w_0}{w_r})$ ----------(16)

其中 $L_2=\dfrac{R_i}{(1+A)w_0 Q_L}$

如果要做以上的假設讓串聯諧振等於並聯諧振必須求出 $XL_S\cdot R_S$

由等效電路可列出

$$R_i // XL_2=\frac{R_i jw_r L_2}{R_i+jw_r L_2}=\frac{R_i(w_r L_2)^2+jw_r L_2 R_i^2}{R_i^2+(w_r L_2)^2}=\frac{R_i}{1+(\frac{R_i}{w_r L_2})^2}+j\frac{w_r L_2}{1+(\frac{w_r L_2}{R_i})^2}$$

實數部分 $R_S=\dfrac{R_i}{1+(\frac{R_i}{w_r L_2})^2}=\dfrac{R_i}{1+q_r^2}$ --------------(17)　　以(16)代入

虛數部分 $XL_S=j\dfrac{w_r L_2}{1+(\frac{w_r L_2}{R_i})^2}=\dfrac{XL_2}{1+\frac{1}{q_r^2}}$ ----------(18)　　以(16)代入

當 $q_r^2\rangle\rangle 1$ 時 $L_S\approx L_2$ ， $L\approx L_{eq}$ 因此 $w_r\approx w_0$ 。

所以可以說明諧振條件的主要零件爲 L_2 。

再下來討論電壓轉換方程

我們從 VDS2 來看　Vds2 = VI 時　$0\langle wt \le \pi$

0 時　$\pi\langle wt \le 2\pi$

$V_I = Vm\sin wt$ ，$V_{m(peak)} = \dfrac{2}{\pi}V_I$

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi}V_I$$

我們令 $MVS = \dfrac{V_{rms}}{V_I} = \dfrac{\sqrt{2}}{\pi}$ ----------(19)

由等效電路圖，我們定義 ac 對 ac 的電壓轉換方程 MVR 爲

$$MVR = \frac{V_{Ri(rms)}}{V_{rms}} = \frac{R_i \| XL_2}{Z} \text{ ----------(20)}$$

而 $R_i \| xL_2 = \dfrac{R_i\, jwL_2}{R_i + jwL_2} = \dfrac{R_i}{1+\dfrac{R_i}{jwL_2}}$ 將(6)式 $L_2 = \dfrac{R_i}{(1+A)w_0 Q_L}$ 代入

可得 $R_i \| xL_2 = \dfrac{R_i}{1 - jQ_L \dfrac{w_0}{w}(1+A)}$ ---------(21)

把(11)與(21)式代入(20)可得

$$MVR = \frac{V_{Ri(rms)}}{V_{rms}} = \frac{R_i \| XL_2}{Z} = \frac{1}{(1+A)[1-(\frac{w_0}{w})^2] + j\frac{1}{Q_L}(\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A} - \frac{w_0}{w})} = MVre^{j\varphi} \text{ ---(22)}$$

MVr 爲 MVR 的指數式表示法，解 MVr 爲

$$MVr = \frac{1}{\sqrt{(1+A)^2[1-(\frac{w_0}{w})^2]^2 + \frac{1}{{Q_L}^2}(\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A} - \frac{w_0}{w})^2}} \text{ --------(23)}$$

$$\varphi = \tan^{-1}\{\frac{\frac{1}{Q_L}(\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A} - \frac{w_0}{w})}{(1+A)[1-(\frac{w_0}{w})^2]}\} \text{ --------(24)}$$

由(22)式知道，如果 MVR=1，其必要條件爲實數部分要爲 1，虛數部分要爲 0。

當 $w \to w_{rs}$ 時，$1-(\dfrac{w_0}{w_{rs}})^2 = \dfrac{1}{1+A}$ ，$(\dfrac{w_0}{w_{rs}})^2 = \dfrac{A}{1+A}$ ，$\dfrac{w_{rs}}{w} = \sqrt{1+\dfrac{1}{A}}$ --------(25)

$w_{rs} = w_0\sqrt{1+\dfrac{1}{A}} = \sqrt{\dfrac{1}{LC}} * \sqrt{\dfrac{L}{L_1}} = \dfrac{1}{\sqrt{L_1 C}}$ ------(26)　以(2)(3)式代入

由(26)式可知在諧振時 $XL_1 + XC = 0$ ，MVr 永遠 $=1$。
如果要求 dc to ac 電壓轉換方程 MVI

$$MVI = \frac{V_{Ri(rms)}}{V_I} = \frac{V_{Ri(rms)}}{V_{rms}} * \frac{V_{rms}}{V_I} = MVr * MVS$$ 把(19)(23)式代入

$$MVI = \frac{\sqrt{2}}{\pi\sqrt{(1+A)^2[1-(\frac{w_0}{w})^2]^2 + \frac{1}{{Q_L}^2}(\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A} - \frac{w_0}{w})^2}} \text{---------(27)}$$

能量參數

流經諧振電容 C 的電流，定義爲 $i = I_m \sin(wt - \varphi)$

$I_m = \frac{V_m}{Z} = \frac{2V_I}{\pi Z}$ 將(12)式代入可得

$$I_m = \frac{2V_I}{\pi Z_0 Q_L} * \sqrt{\frac{1+[Q_L(\frac{w_0}{w})(1+A)]^2}{(1+A)^2[1-(\frac{w_0}{w})^2]^2 + \frac{1}{{Q_L}^2}(\frac{w}{w_0}\frac{A}{A+1} - \frac{w_0}{w})^2}}$$

觀察分母爲 MVr^2 ，所以可以得

$$I_m = \frac{2V_I MVr}{\pi Z_0 Q_L} * \sqrt{1+[Q_L(\frac{w_0}{w})(1+A)]^2} \text{---------(28)}$$

計算輸出電流流經 R_i 的電流大小

$I_{Om(peak)} = \frac{\sqrt{2}V_{Ri}}{R_i} = \frac{\sqrt{2} * MVI * V_I}{R_i}$ 將(5)(27)式代入

$$I_{Om(peak)} = \frac{2V_I}{\pi Z_0 Q_L \sqrt{(1+A)^2[1-(\frac{w_0}{w})^2]^2 + \frac{1}{{Q_L}^2}(\frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A} - \frac{w_0}{w})^2}} \text{-------(29)}$$

計算輸出功率

$P_{Ri} = \frac{{V_{Ri}}^2}{R_i} = \frac{MVI^2 {V_I}^2}{R_I}$ 將(27)式代入

$$P_{Ri} = \frac{2{V_I}^2}{\pi^2 Z_0 Q_L\{(1+A)^2[1-(\frac{w_0}{w})^2]^2 + [\frac{1}{Q_L}(\frac{w}{w_0}\frac{A}{A+1} - \frac{w_0}{w})]^2} \text{---------(30)}$$

計算導通損失

$$P_r = \frac{rI_m{}^2}{Z}$$ 將(28)式代入可得

$$P_r = \frac{2rV_I{}^2 MVr^2\{1+[Q_L(\frac{w_0}{w})(1+A)]^2\}}{\pi^2 Z_0{}^2 Q_L{}^2} \text{----------(31)}$$

而其中 $r = r_{ds} + r_{cr} + r_{L1} + r_{Ls} = r_{ds} + r_{cr} + r_{L1} + \frac{r_{L2}}{1+(\frac{wL_2}{R_i})^2}$

計算效率

$$\eta_I = \frac{P_{Ri}}{P_{Ri}+P_r} = \frac{1}{1+\frac{P_r}{P_{Ri}}} \text{---------(32)}$$ 把(30)(31)式代入

先求 $\frac{P_r}{P_{Ri}} = \frac{2rV_I{}^2 MVr^2\{1+[Q_L(\frac{w_0}{w})(1+A)]^2\}}{\pi^2 Z_0{}^2 Q_L{}^2} * \frac{R_i}{MVI^2 V_I{}^2}$

再把 $R_i = Z_0 Q_L$ 及 $(\frac{MVr}{MVI})^2 = \frac{1}{MVS^2} = \frac{\pi^2}{2}$ 代入上式，再合併(32)式得

$$\eta_I = \frac{1}{1+\frac{r}{R_i}\{1+[Q_L(\frac{w_0}{w})(1+A)]^2\}} \text{-----------(33)}$$

令 $\frac{w_0}{w} = \frac{1}{k}$ 代入(33)式中得

$$\eta_I = \frac{1}{1+\frac{r}{Q_L Z_0}[1+\frac{Q_L}{k}(1+A)]^2} = \frac{1}{1+\frac{r}{Q_L Z_0}[1+(\frac{Q_L}{k})^2(1+A)^2+\frac{2Q_L}{k}(1+A)]}$$

$$= \frac{1}{1+\frac{r}{Z_0}[\frac{1}{Q_L}+\frac{Q_L}{k^2}(1+A)^2+\frac{2}{k}(1+A)]}$$

令 $\frac{d\eta_I}{dQ_L} = 0$，得 $\frac{1}{Q_L{}^2} - (\frac{1+A}{k})^2 = 0$

所以在最高效率時 $Q_L = \frac{k}{1+A} = \frac{\frac{w}{w_0}}{1+A}$ --------(34)

電壓應力分析，有三個主要零件需計算 C，L1，L2

L1 的計算

$V_{L1m} = XL_1 * I_m$

其中已知 $XL_1 = w\frac{A}{1+A}L = w\frac{A}{1+A}\frac{Z_0}{w_0}$ 由(2)式及串聯諧振 Z_0 推導而來和由(28) I_m 代入可得

$$V_{L1m} = \frac{w}{w_0}\frac{A}{1+A}\frac{2V_I MVr}{\pi Q_L}\sqrt{1+[Q_L\frac{w_0}{w}(1+A)]^2} \text{ ---------(35)}$$

$$V_{L1m} = (wL_1)\frac{V_m}{Z} = (\frac{w}{w_0})(w_0 L_1)\frac{2V_I}{\pi Z}$$ -------(36)這是由 V_m 推導得到的等式。

L2 的計算

$V_{L2m} = \sqrt{2}V_{Ri} = \sqrt{2}MVr * MVS * V_I = \sqrt{2}MVI * V_I$ 將本式與(27)式合併得

$$V_{L2m} = \frac{2V_I}{\pi\sqrt{(1+A)^2[1-(\frac{w_0}{w})^2]^2 + [\frac{1}{Q_L}(\frac{w}{w_0}\frac{A}{A+1} - \frac{w_0}{w})]^2}} \text{ -------(37)}$$

C 的計算

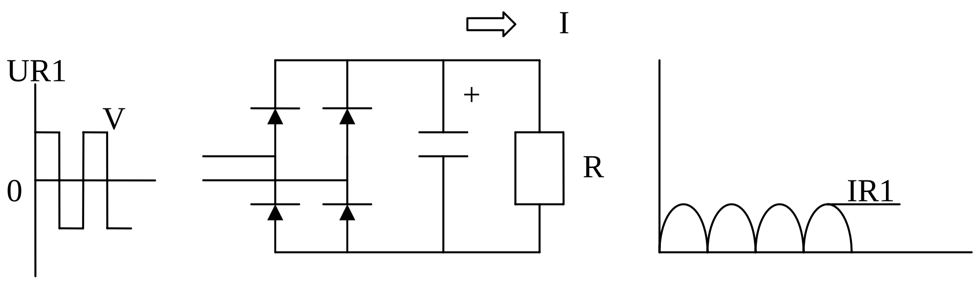
$V_{Cm} = X_C * I_m$

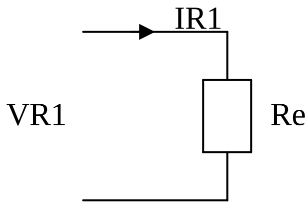
已知 $X_C = \frac{1}{wC} = \frac{w_0 Z_0}{w}$ 將本式與(28)式合併得

$$V_{Cm} = \frac{w_0}{w}(\frac{2V_I MVr}{\pi Q_L})\sqrt{1+[Q_L\frac{w_0}{w}(1+A)]^2}$$ --------(38) 這是由 I_m 代入得到的等式。

$$V_{Cm} = \frac{1}{wC}\frac{V_m}{Z} = (\frac{w_0}{w})(\frac{1}{w_0 C})\frac{ZV_I}{\pi Z} \text{ --------(39)}$$

二次側阻抗反射到一次側阻抗計算





由於串聯諧振二次側爲電流驅動模式，可以知道輸入電源爲 V，VR1 的方程爲

$$U_{R1}=\frac{4}{\pi}V\sin(wt-\varphi)=V_{R1}\sin(wt-\varphi)$$ 輸入電源爲方波

I 爲正弦波且相位與 UR1 相同，所以 I 的方程爲

$$I=\frac{2}{\pi}\int_0^{\frac{T_S}{2}}I_{R1}\,|\sin(wt-\varphi|dt=\frac{2}{\pi}I_{R1}$$

因此電阻 R 就爲

$$R_e=\frac{V_{R1}}{I_{R1}}=\frac{\frac{4}{\pi}V}{\frac{\pi}{2}I}=\frac{8}{\pi^2}\frac{V}{I}=\frac{8}{\pi^2}R$$ --------(40) R 爲二次側電阻 R_e 爲一次側等效電阻。

實際計算範例

規格

VOUT=12V/18A=216W

VInor=385V ，VImin=280V ， Fs=120KHz ， Fo=53.67KHz

第一步

設定 A 值爲 L1 與 L2 的比值，我們定爲 $A=\frac{1}{4}=0.25$

求 R 輸出負載電阻的大小，$R=\frac{12V}{18A}=0.667\Omega$

求匝數比 n，$n=\frac{V_I*D_{duty}}{V_O+V_f}=\frac{385*0.5}{12+0.5}=15.4$

R 轉換到一次側 $R_i=\frac{8}{\pi^2}*n^2*R=\frac{8}{3.14^2}*15.4^2*0.667=128.35\Omega$

第二步

MVr=1 設定爲諧振狀態，由電壓轉換方程說明中了解。

$$\frac{f_s}{f_0}=\sqrt{1+\frac{1}{A}}=\sqrt{1+\frac{1}{0.25}}=\sqrt{5}=2.236$$

$$Q_L=\frac{\frac{f_s}{f_0}}{1+A}=\frac{2.236}{1+0.25}=1.789$$

第三步

$$C=\frac{Q_L}{w_0R_i}=\frac{1.789}{2*3.14*53.67KHz*128.35}=41.35nF$$