文獻紹介

電荷 蓄積에 依한 周波數 逓倍器

minority carrier charge storage 方法을 쓰는 diode 周波數 逓倍器가 varactor mode에서 動作시킨 diode 周波數 逓倍器 보다 훨씬 優秀한 動作 特性을 가진다는 것이 經驗的으로 알려져 있다.

이제 여기서 系統的 設計의 基礎로서 電荷蓄積逓倍回路에 關한 解析的 處理에 關해 살펴 보자.

Nonlinear Charge Storage Element의 理想的 特性은 Fig. 1과같이 表示 되지만 實際의 diode에는 Fig. 2에 보인바와 같은 직렬인닥탄스, 캐퍼시탄스, 직렬저항 등의 浮遊性分이 있어서 不完全한 電荷蓄積을 나타 내고 正確한 階段的 復歸를 하지 못한다.

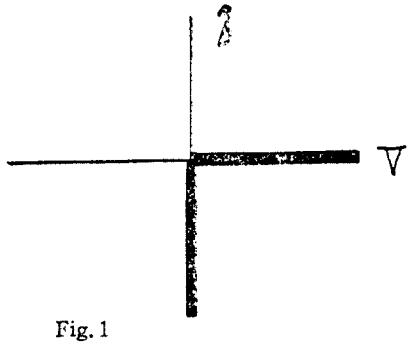


Fig. 1

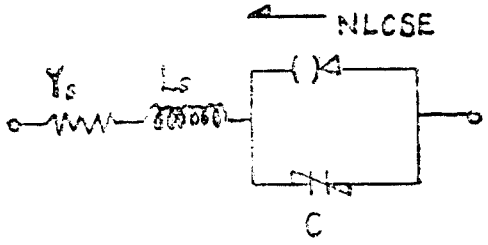


Fig. 2

여기서 電荷蓄積의 不完全性 이라던가 正確한 階段復歸의 不可能等의 効果는 除外 하으므로 여기에 나오는 理論은 周波數가 大體로 電荷蓄積時間分之一과 電荷回復時間分之一 사이에 드는 것에 限定 되어 있다.

NLCSE의 二電荷 혹은 二電壓 動作에는 Fig. 1의 NLCSE의 特性에서 零電荷 혹은 零電壓 部分을 없앨 必要가 있다.

이런 目的으로 直線的 캐퍼시터를 NLCSE와 並列 혹은 直列로 붙여서 Fig. 3에 보이는 바와같은 總合的인 電荷—電壓 特性을 만든다.

따라서 Fig. 4에 보이는바와 같은 두가지의 周波數 逓倍回路를 生覺할수 있다.

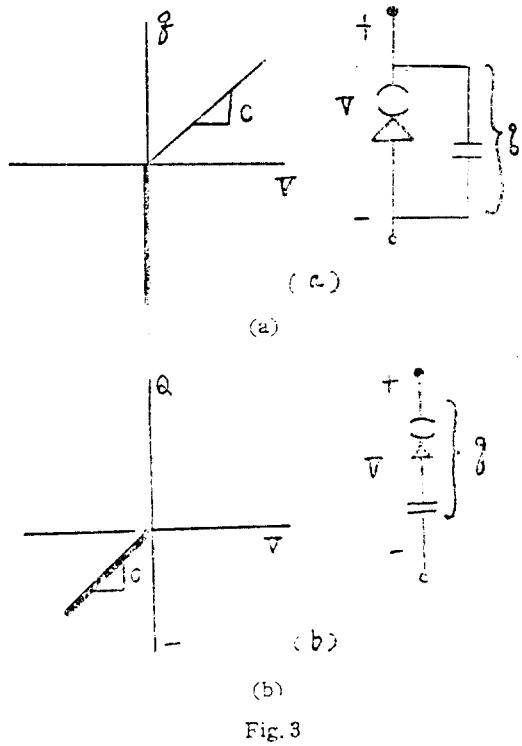


Fig. 3

Fig. 4의 (b)는 回路 解析上 큰 影響을 미치는 浮遊性分들이 回路內에서 吸收되어 除去 될수 없으므로 여기서는 (a)와 같은 回路만을 考察하자.

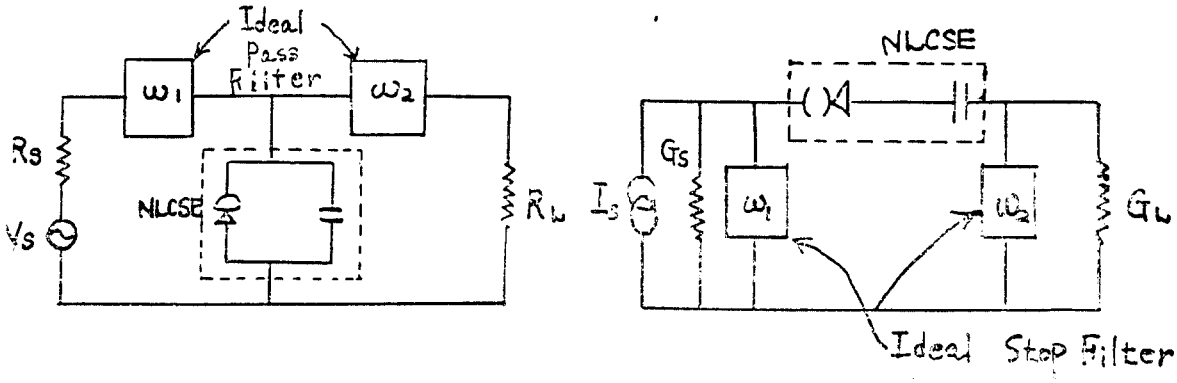


Fig. 4

Fig. 4의 (a)를 다시 그리면 Fig. 5와 같다.

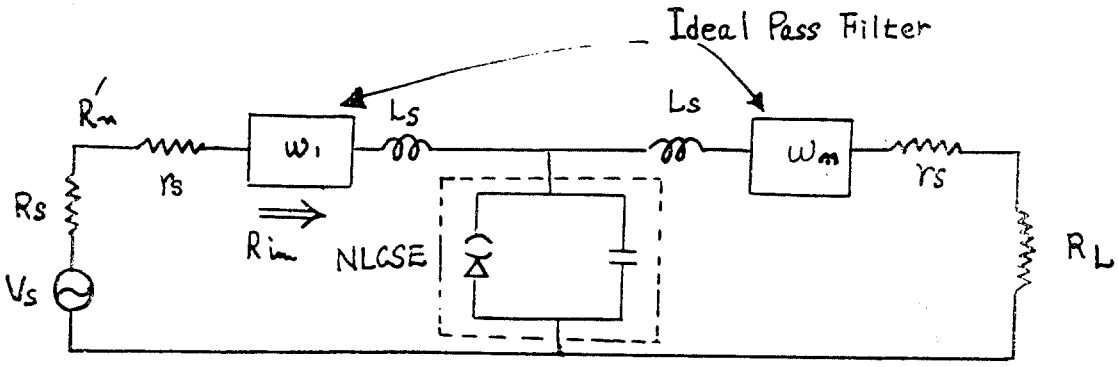


Fig. 5

여기서 diode의 直列 인닥탄스 L_s는 入出力回路의 濾波器의 一部를 形成하고 直列抵抗 r_s는 電源과 負荷抵抗의 一部로 看做되며 depletion layer의 캐퍼시탄스는 idling capacitance로 生覺한다.

이 때 depletion layer의 캐퍼시탄스도 變化 하지만 NLCSE의 非直線性이 너무 크므로 一定하다고 볼수 있다.

簡單한 二電荷 逓倍器 에서도 operation mode의 數가 많지만 여기서는 逓倍器의 効率이 좋은 몇개의 mode에 局限시키고 最大効率를 얻기위한 基本波와 高調波의 電荷의 相對的 크기 또는 high order의 逓倍器에서의 可能한 導通角의 境遇數(number of possible conduction angle) 等에 對해 생각 하자.

여기 나오는 解析 方法은 逓倍數나 高調波電荷의 相對的 크기에 關해서는 制限이 없으나 基本波와 高調波間의 位相角과 diode의 導通角에는 制限이 있다.

여기서는 diode의 導通角과 高調波의 位相角을, 高調波電荷의 性分이 zero軸을 지날때만 diode의 狀態가 變하도록 定했다. 그리고 diode의 charge는 基本波의 一周期 동안에 두번만 符號가 變化한다고 가정하자. 이러한 假定 關係를 3逓倍의 경우에 그림으로 그리면 Fig. 6과 같이 된다.

上記의 條件에 依하면 diode에 蓄積된 總合 電荷는

$$q = Q_0 + Q_1\cos\omega t + Q_n\sin\omega t$$

Q_0: 直流電荷

Q_1: 基本波의尖頭値

Q_n: 高調波의 〃

n: 逓倍率

Q_0는 Q_1과 關係에서 $\omega t = \pm m\pi/n$일때 diode 電荷의 符號가 變化하도록 定한다. 이때 m, n은 整數이고 $0 < m < n$의 關係가 있다 위의 關係를 適用하면 위의 電荷에 關한 式은

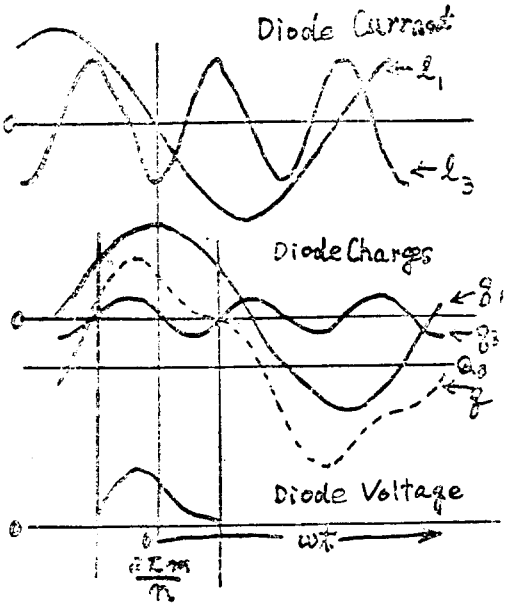


Fig. 6

$$q=Q_1\left[\cos\omega t-\cos\left(\frac{m\pi}{n}\right)\right]-nn\sin(n\omega)t \quad \cdots\cdots ①$$

$$\therefore\ i=\frac{dq}{dt}=-\omega Q_1\sin\omega t-n\omega Q_n\cos(n\omega)t \quad \cdots\cdots ②$$

Fig, 3 (a)에 보인 理想的인 NLCSE의 特性에서는

$$\left.\begin{array}{ll} V=q/C & \text{for } q\geq 0 \\ V=0 & \text{for } q\leq 0 \end{array}\right\}$$ 이다.

Fourier級數로 展開하면 diode의 基本波電流 性分과 位相이 一致하는 基本波電壓 性分은

$$V_1=\frac{1}{\pi C}\int_{-m\pi/n}^{+m\pi/n}\left\{Q_1\left(\cos\omega t-\cos\frac{m\pi}{n}\right)-Q_n\sin\omega t\right\}\cdot(-\sin\omega t)d\omega t$$

$I_1=Q_1\omega, I_n=n\omega Q_n$을 代入하고 計算하면

$$V_1=\frac{I_n}{\omega C}\left\{\frac{\sin(m\pi-m\pi/n)}{n\pi(n-1)}-\frac{\sin(m\pi+m\pi/n)}{n\pi(n+1)}\right\}$$

$$=\frac{I_n}{\omega C}\cdot K_1 \quad \cdots\cdots ③$$

마찬가지로 diode의 高調波 電流 性分과 位相이 一致하는 高調波 電壓性分은

$$V_n=\frac{1}{\pi\omega C}\int_{-m\pi/n}^{+m\pi/n}\left\{I_1\left(\cos\omega t-\cos\frac{m\pi}{n}\right)-\frac{I_n}{n}\sin(n\omega)t\right\}\cdot(-\cos n\omega t)d\omega t$$

$$=-\frac{I_1}{\omega C}\left\{\frac{\sin(m\pi+m\pi/n)}{\pi(n+1)}+\frac{\sin(m\pi-m\pi/n)}{\pi(n-1)}\right\}=-\frac{I_n}{\omega C}\cdot K_1 \quad \cdots\cdots ④$$

③, ④式에서 보면 m과 n이 定해지면 V_1은 I_n만의, V_n은 I_1만의 函數이고 常數 K_1과 K_n는 같은고로 $K_1=K_n=K_G$라고 쓸수 있다.

이제 高調波 出力이 純 抵抗性 負荷 R_L에 걸린다면 $V_n=-R_L\cdot I_n$

入力 抵抗 R_{in}은

$$R_{in}=\frac{K_1K_n}{\omega^2C^2}\cdot\frac{1}{R_L}=\left(\frac{K_G}{\omega C}\right)^2\frac{1}{R_L} \quad \cdots\cdots ⑤$$

高調波와 導通期間에 따른 KG의 값이 Table I에 나와 있다.

解析을 簡單히 하기 爲하여 NLCSE는 基本波 한주기 동안에 한번만 順方向 偏倚 領域에 들어 간다고 가정하자. 이 假定을 滿足시키기 爲하여 NLCSE가 符號를 바꾸는 $\omega t=(\pm m\pi/n)$에 다음의 條件 $\left|\frac{dq_n}{dt}\right|\leq\left|\frac{dq_1}{dt}\right|$를 加하자. 이렇게 해서 (1)로부터 다음과 같은 條件을 얻는다.

$$|nQ_n\cos m\pi|\leq|Q_1\sin\left|\frac{m\pi}{n}\right|$$

즉 $I_n/I_1\leq\sin m\pi/n$

NLCSE內에서 電力損失이 없으므로

$$R_{in}I_1^2=R_LI_n^2 \quad \cdots\cdots ⑥$$

따라서 $R_L/R_{in}\geq\frac{1}{\sin^2\left(\frac{m\pi}{n}\right)}$

이렇게해서 最少抵抗比 (MRR)을

$$MRR=\frac{1}{\sin^2\left(\frac{m\pi}{n}\right)} \quad \cdots\cdots ⑦$$

로 定義하자.

⑦로 부터 R_L은 R_{in}보다 적을수 없다는 것을 알수 있다.

여러가지 조건에 대한 MRR의 값이 Table I에 나와 있다.

다음에 diode損失과 効率에 關하여 生覺하자 diode의 直列抵抗 r_s를 入力抵抗과 出力抵抗의 一部로 보면

$$\left.\begin{array}{l} R_{in}=R_{in}+r_S \\ R_L=r_S+R'_L \end{array}\right\}$$ 로된다

따라서 効率 η는

$$\eta=\frac{\text{出力高調波動力}}{\text{入力基本波電力}}=\frac{R_{in}}{R_{in}}\times\frac{R_L'}{R_L}$$

$$=\frac{1-r_s/R_L}{1+r_s/R_{in}} \quad \cdots\cdots ⑧$$

⑧에서 R_{in}을 除去하면

$$\eta=\frac{1-r_s/R_L}{1+r_sR_L\left(\frac{\omega C}{K_G}\right)^2}$$

最大電力變換效率를 爲한 負荷抵抗을 計算하면

$$R_L=\frac{K_G}{\omega C}\left[\left(\frac{\omega^2}{\omega_{cn}^2}+1\right)^{1/2}-\frac{\omega}{\omega_{cn}}\right]^{-1}\cdots\cdots⑨$$

이며 $w_{cn}=K_G/r_sC$이고 이때 ⑦의 MRR條件을 만족시킨다고 가정한다.

⑨式은 高周波에서 使用할수 있고 또 MRR=1이면 低周波에서도 使用할수 있다. 그렇지 않은 경우에는 ⑤, ⑦에서 주어지는 R_L에서 最大效率이 얻어진다.

⑨式에서 얻어지는 R_L의 値에 對應하는 最大 效率은

$$\eta=1+2\frac{\omega^2}{\omega_{cn}^2}-\left(\frac{2\omega}{\omega_{cn}}\right)\left(1+\frac{\omega^2}{\omega_{cn}^2}\right)^{\frac{1}{2}}\cdots\cdots⑩$$

과 같이 된다.

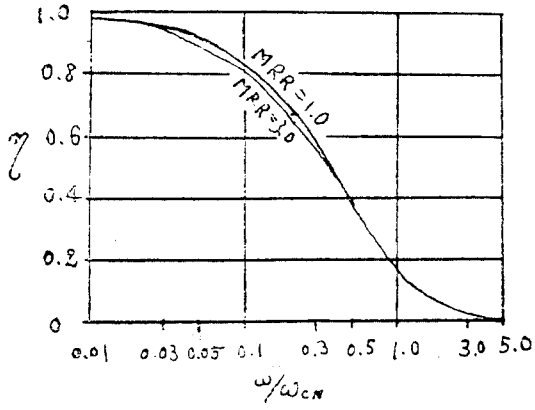


Fig-7. NLCSE二電荷回路의 medium frequency에서 두가지 MRR値에 대한 逓倍器의 効率

MRR=1일때와 MRR=3일때의 最大 効率과 正準化된 周波數와의 關係가 Fig7에 그려져 있다.

두개의 効率曲線이 低周波에서는 分離되어 있지만 대략(ω/ω_{cn})이 0.5以上되는 곳에서는 合致된다. 低周波低効率인 경우(MRR≠1) 일때는 ⑩式은 使用 할수 없고 R_L은 ⑤와 ⑦式으로 求해야 한다. 두 曲線의 差異 즉 MRR≠1이기 때문에 나타 나는 効果는 比較的 적다는 것은 주의 할만한 일이다.

⑩式의 高周波時와 低周波時에 對한 近似式은 低周波 時에는 MRR이 最大効率을 決定하므로 ⑤, ⑦, ⑧式을 使用하여

$$\eta_{LF}=1-\frac{\omega}{\omega_c}K_{LF}\cdots\cdots⑪$$

단 $K_{LF}=\dfrac{MRR^{\frac{1}{2}}+MRR^{-\frac{1}{2}}}{K_G}$,

$$\omega_c=\frac{\omega_{cn}}{K_G}=\frac{1}{r_sC}$$

K_{LF}는 loss factor와 關係되며 Table I에 값들이 나와 있다.

K_{LF}를 varactor가 depletion layer 캐퍼시턴스 mode에서 optimum idler circuit configuration으로 動作할때의 값과 比較하면 Fig-8과 같다.

高周波時의 近似式은 ⑩을 멱급수로 쓰면

$$\eta_{hf}=1+2\frac{\omega^2}{\omega_{cn}^2}-2\frac{\omega^2}{\omega_{cn}^2}\left\{1+\frac{\omega_{cn}^2}{2\omega^2}-\frac{\omega_{cn}^4}{8\omega^4}+\frac{\omega_{cn}^6}{16\omega^6}\right\}\approx\frac{\omega_{cn}^2}{4\omega^2}\cdots\cdots⑫$$

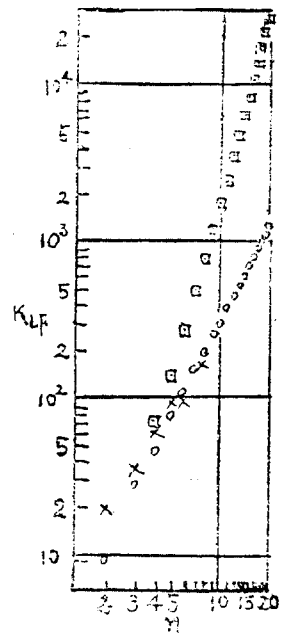


Fig. 8 ○: K_{LF} values for max. efficiency
⊡: values of max. figure of merit
×: values for conventional varactor

이때 効率은 MRR의 影響을 받지않고 또한 $\omega/\omega_{cn}\geq 2$이면 正確하다.

reverse breakdown voltage나 最大電力損失 또는 尖頭電流値等에 依하여 逓倍器의 power handling capacity가 制限되는데, 一般的으로 varactor 逓倍器에는 reverse breakdown voltage가 制限 要素가 되지만 여기서 생각하는 回路에서는 다른 性質도 制限 要素가 된다는것이 증명될 것이다.

A, Reverse break-down limitation

低周波에서는 흔히 diode의 reverse breakdown

voltage에 依해서 電力의 크기가 制限된다. 그렇지만 여기서의 解析은 低周波에 局限하지 않는다.

逓倍器가 最大効率로 動作한다고 가정하자. 最大逆電壓을 알아 내기 위해서는 最大電荷 q를 알아야 하는데 그럴려면 ①式에서 Q_n과 Q_1의 相對的크기를 알아야 한다.

이것은 最大効率의 條件에서 定해지므로 ⑤, ⑥과 ⑨式 혹은 MRR條件의 ⑦式中 適當한것을 조작하면된다.

對應하는 電流의 比를 r_1라고 하면

$r_1=I_n/I_1=nQn/Q_1$

$r_1=\left(\frac{\omega'}{\omega'^2_{cn}}+1\right)^{\frac{1}{2}}-\frac{\omega}{\omega_{cn}}$ 또는 $r_1=MRR^{-\frac{1}{2}}$…⑬

⑬式에서 주어지는 r_1中 작은편이 맞는 것이다.

이 比例를 ①式의 Q에 넣으면

$$q=Q_1\left[(\cos\omega t-\cos\frac{m\pi}{n}-\left(\frac{r_1}{n}\right)\sin(n\omega)t\right]$$

$\omega t=\alpha$를 最大 電荷瞬間이라고 할것 같으면

$$0=\omega Q_1(-\sin\alpha-r_1\cos n\alpha)\cdots\cdots⑭$$

그리고 $q_{max}=Q_1\left[(\cos\alpha-\cos\frac{m\pi}{n}-(r_1/n)\sin\alpha\right]$

그런고로 $I_1/\omega=Q_1$

$$I_{1max}=\frac{BV_D\omega C}{\left[(\cos\alpha-\cos\frac{m\pi}{n}-\left(\frac{r_1}{n}\right)\sin(n\alpha)\right]}\cdots\cdots⑮$$

여기서 BV_D가 diode의 breakdown voltage다.

diode의 直列 抵抗에서 消耗되는 基本波 入力을 無視한 NLCSE에서 入力을 計算하면

$$P'_{inmax}=\frac{I'^2_{1max}}{2}\cdot R_{in}$$

⑤, ⑨또는 ⑦中에서 適用할수있는 것과 ⑮로부터

$$P'_{inmax}=\frac{BV_D{}^2\omega\ CK_G}{[\cos\alpha-\cos\frac{m\pi}{n}-\left(\frac{r_1}{n}\right)\sin\alpha]^2}\times\left[\left(\frac{\omega^2}{\omega'^2_{cn}}+1\right)^{\frac{1}{2}}-\frac{\omega}{\omega_{cn}}\right]\cdots\cdots⑯$$

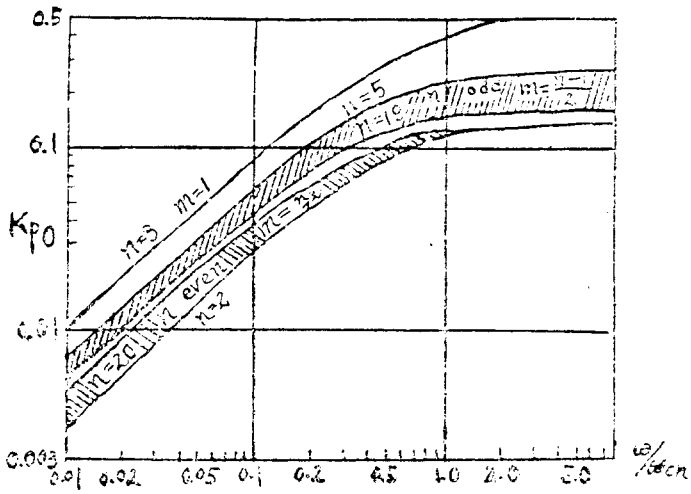
出力을 알기위하여 Fig. 5를 참조로 하여 diode에서 消耗되는 高調波 電力을 빼면

$$P_o=P'_{in}\cdot\frac{R'_L}{K_L}=P'_{in}\times\left(1-\frac{r_s}{R_L}\right)$$

이것을 ⑨에 代入하면

$$P_o=P_{in}'\left[1-\omega/\omega_{cn}\left\{\left(\frac{\omega^2}{\omega_{cn}{}^2}+1\right)^{\frac{1}{2}}-\frac{\omega}{\omega_{cn}}\right\}\right]\cdots\cdots⑰$$

⑯을 ⑰에 代入하고 簡單히 하면



Fig—9 Diode의 reverse breakdown voltage가 制限要素일때 주파수에관한 NLCSE two-charge 逓倍器의 maximum power의 變化

$$P_{omax}=\frac{BV'^2_DK_G{}^2}{r_s}\times\frac{\left(\frac{\omega}{\omega_{cn}}+2\frac{\omega^3}{\omega'^3_{cn}}\right)\left(1+\frac{\omega^2}{\omega'^2_{cn}}\right)^{\frac{1}{2}}-2\frac{\omega^2}{\omega'^2_{cn}}\left(1+\frac{\omega^2}{\omega_{cn}{}^2}\right)}{2\left[\cos\alpha-\cos\frac{m\pi}{n}-\left(\frac{r_1}{n}\right)\sin(n\alpha)\right]^2}=\frac{BV_D{}^2K_G{}^2}{r_s}\cdot K_{PO}\cdots\cdots⑱$$

여기서 r_1와 α는 各各 ⑬과 ⑭의 것이다. Fig. 9에는 K_{PO}가 最大効率의 條件에서 正準化된 動作 周波數의 函數로 그려 있다.

만약에 最大効率이 되지 않도록 導通角을 選擇하면 $\omega/\omega_{cn}<0.2$나 $\omega/\omega_{cn}>1.0$ 인때의 maximum power는 접근하는 項으로 간단히 나타내 진다.

K_{PO}의 高周波와 低周波時의 접근선으로 周波數에 關한 從屬關係를 알수있다.

$\omega/\omega_{cn}<0.2$일때 ⑱式으로 부터

$$P_{Omax}\approx\frac{BV_D{}^2\cdot K_G{}^2}{r_s}\times\frac{\omega/\omega_{cn}}{2(\cos\alpha-\cos\frac{m\pi}{n}-\frac{MRR^{-1/2}}{n}\sin n\alpha)^2}\approx\frac{BV_D{}^2}{r_s}\times\frac{\omega}{\omega_{cn}}\times K_G{}^2\times K'_{PO}\cdots\cdots⑲$$

K_{PO}'의 값들은 Table I에 나와 있다.

$\omega/\omega_{cn}>1.0$인때는

$$P_{Omax}=\frac{BV_D{}^2}{r_s}\cdot\frac{K'_G}{\delta\left(1-\cos\frac{m\pi}{n}\right)^2}\cdots\cdots⑳$$

B. Figure of merit

階段復歸 diode나 varactor 遞倍器들이 低周波에서는 變換効率은 좋지만 power handling capability는 크지 못하다.

그래서 階段復歸 diode 遞倍器에서는 capability를 늘이기 위한 수단으로 depletion layer 캐퍼시탄스 C外에 固定된 캐퍼시탄스 C_{EXT}를 추가하면

$$P_{0max}=\frac{BV_D^2}{r_s}\cdot K_P'_0\cdot K_G\cdot\omega r_S C$$로된다

이때 C_{EXT}는 $3|r_s+jn\omega_s|\leq\frac{1}{n\omega C_{EXT}}$을 만족해야한다.

⑪式으로부터 diode 損失(正準化된)은

$Ld=K_{LF}\cdot\omega\cdot r_sC=1-\eta_{LF}$이다

그래서 P_{0max}를 Ld로 나누면

$$\frac{P_{0max}}{Ld}=\frac{BV_D^2}{r_s}\cdot\frac{K_P'_0\cdot K_G}{K_{LF}}=\frac{BV_D^2}{r_s}\cdot K_{FM}$$ ……⑳

이 K_{FM}이 正準化된 Figure of Merit다

한편 high-order harmonics에서는 導通角을 最大効率條件때 보다 크게 함으로서 K_{MF}를 올리고 power handling capability를 올릴수 있다.

C. Limit due to diode power dissipation

아주 높은 周波數에서 變換効率이 나빠지면 power handlingcapability는 最大出力에 依해서 제한 되며 이런 경우에 最大損失은

$$P_{0max}=\frac{P_{dis}\cdot\eta}{1-\eta}$$로 된다.

단 P_{dis}: {diode의 許容可能한 最大電力損失

TABLE I

n	m	K_G	MRR	K_{LF}	K'_{PO}	$K_GK'_{FO}$	K_{FM}
2	1*	0.2122	1.0	9.42	0.296	0.629×10^{-1}	0.677×10^{-1}
3	1	0.689×10^{-1}	1.333	2.93×10^{1}	1.05	0.722×10^{-1}	0.246×10^{-2}
4	1	0.3001×10^{-1}	2.00	7.069×10^{1}	2.93	0.879×10^{-1}	0.124×10^{-2}
	2*	0.4244×10^{-1}	1.00	4.712×10^{1}	0.354	0.150×10^{-1}	0.319×10^{-3}
5	1	$0,1559\times10^{-1}$	2.894	1.468×10^{2}	6.76	0.105	0.718×10^{-3}
	2	0.2523×10^{-1}	1.106	7.938×10^{1}	0.708	0.179×10^{-1}	0.225×10^{-2}
6	1	0.9095×10^{-2}	4.00	2.749×10^{2}	1.36×10^{1}	0.124	0.450×10^{-3}
	3*	0.1819×10^{-1}	1.00	1.10×10^{2}	0.386	0.703×10^{-2}	0.639×10^{-4}
7	1	0.5755×10^{-2}	5.31	4.759×10^{2}	2.47×10^{1}	0.142	9.299×10^{-3}
	3	0.1293×10^{-1}	1.052	1.547×10^{2}	0.624	0.807×10^{-2}	9.522×10^{-4}
8	1	0.3867×10^{-2}	6.828	7.747×10^{2}	4.17×10^{1}	0.161	0.203×10^{-3}
	4*	0.1011×10^{-1}	1.00	1.979×10^{2}	0.407	0.412×10^{-2}	0.208×10^{-4}
9	1	0.2722×10^{-2}	8.549	1.200×10^{3}	6.63×10^{1}	0.180	0.150×10^{-3}
	4	0.7837×10^{-2}	1.031	2.552×10^{2}	0.588	0.461×10^{-2}	0.181×10^{-4}
10	1	0.1937×10^{-2}	10.47	1.784×10^{3}	1.00×10^{2}	0.200	0.112×10^{-3}
	2	0.3780×10^{-2}	2.894	6.056×10^{2}	0.873×10^{1}	0.330×10^{-1}	0.545×10^{-4}
	3	0.5203×10^{-2}	1.528	3.931×10^{2}	0.215×10^{1}	0.112×10^{-1}	0.285×10^{-4}
	4	0.6116×10^{-2}	1.106	3.274×10^{2}	0.833	0.509×10^{-2}	0.156×10^{-4}
	5*	0.6431×10^{-2}	1.00	3.110×10^{2}	0.422	0.271×10^{-2}	0.872×10^{-4}
	6	0.6116×10^{-2}	1.106	3.274×10^{2}	0.258	0.158×10^{-2}	0.481×10^{-4}
	7	0.5202×10^{-2}	1.528	3.931×10^{2}	0.182	0.947×10^{-3}	0.241×10^{-4}
	8	0.3779×10^{-2}	2.894	6.057×10^{2}	0.145	0.548×10^{-3}	0.904×10^{-4}
	9	0.1986×10^{-2}	10.47	1.785×10^{3}	0.129	0.255×10^{-3}	0.143×10^{-4}
11	1	0.1495×10^{-2}	12.60	2.563×10^{3}	1.146×10^{2}	0,219	0.854×10^{-4}
	5	0.5251×10^{-2}	1.021	3.809×10^{2}	0.568	0.298×10^{-2}	0.783×10^{-4}

12	1	0.1152×10^{-3}	14.93	3.578×10^{3}	2.07×10^{3}	0.238	0.666×10^{-4}
	6*	0.4452×10^{-3}	1.09	4.492×10^{3}	0.432	0.193×10^{-3}	0.428×10^{-5}
13	1	0.9960×10^{-3}	17.46	4.871×10^{3}	2.84×10^{3}	0.258	0.529×10^{-4}
	6	0.3872×10^{-3}	1.015	5.317×10^{3}	0.555	0.209×10^{-3}	0.393×10^{-5}
14	1	0.7235×10^{-3}	20.20	6.492×10^{3}	3.81×10^{3}	0.277	0.427×10^{-4}
	7*	0.3285×10^{-3}	1.00	6.126×10^{3}	0.440	0.144×10^{-3}	0.235×10^{-5}
15	1	0.5910×10^{-3}	23.13	8.491×10^{3}	5.02×10^{3}	0.296	0.349×10^{-4}
	7	0.2827×10^{-3}	1.011	7.076×10^{3}	0.546	0.154×10^{-3}	0.218×10^{-5}
16	1	0.4871×10^{-3}	26.27	1.092×10^{4}	6.48×10^{3}	0.316	0.289×10^{-4}
	8*	0.2497×10^{-3}	1.00	8.011×10^{3}	0.447	0.112×10^{-3}	0.139×10^{-5}
17	1	0.4062×10^{-3}	29.62	1.385×10^{4}	8.25×10^{3}	0.335	0.242×10^{-4}
	8	0.2201×10^{-3}	1.009	9.086×10^{3}	0.540	0.119×10^{-3}	0.131×10^{-5}
18	1	0.3423×10^{-3}	33.16	1.733×10^{4}	1.04×10^{4}	0.355	0.205×10^{-4}
	9*	0.1971×10^{-3}	1.00	1.015×10^{4}	0.452	0.891×10^{-4}	0.878×10^{-6}
19	1	0.2911×10^{-3}	36.91	2.144×10^{4}	1.29×10^{4}	0.374	0.175×10^{-4}
	9	0.1762×10^{-3}	1.007	1.135×10^{4}	0.535	0.943×10^{-4}	0.831×10^{-6}
20	1	0.2496×10^{-3}	40.86	2.623×10^{4}	1.58×10^{4}	0.394	0.150×10^{-4}
	10*	0.1596×10^{-3}	1.00	1.253×10^{4}	0.456	0.728×10^{-4}	0.581×10^{-6}

* In this row the constants K_G, K_{LF}, and $K_GK'_{PG}$ have the same values as constants determined by Steinbrecher.

Charge Storage Frequency Multipliers
by Ronald H. Johnston & A.R. Boothroyd,
Proceedings of the IEEE,
1968. Feb. Vol. 56, No. 2

韓國科學技術研究所
金 英 雄 抄譯