

트랜스레스 二重平衡變調器의 解析

(An Analysis of a Transless Double Balanced Modulator.)

文 相 在*

(Moon, Sang-Jae)

要 約

다이오드의 非線形特性을 고려하여 트랜스레스 二重平衡變調器의 入力等價抵抗 및 動作特性을 定量的으로 考察하였다. 入力等價抵抗은 回路의 전력손실 계산식에서 유도하였으며, 搬送信號抑壓 및 變調 效率은 다이오드 回路의 動特性曲線을 나타내는 근사식을 使用하여 計算하였다. 結果式은 다이오드의 非線形特性 때문에 搬送信號電壓의 함수로 表示되었다.

Abstract

The input equivalent resistances and operating properties of a transless double balanced modulator are quantitatively investigated in considerations of the nonlinear characteristics of diodes. The input equivalent resistances are derived from the power loss calculations of the circuit. Carrier suppression and modulation efficiency are calculated by using approximate equations which describe the dynamic curves of the diode circuits. The results are represented as a function of the voltage amplitude of a carrier signal owing to the nonlinear characteristics of diodes.

1. 序 論

周波數混合器, ring 變調器 및 位相檢出器 등으로 使用되는 二重平衡變調器의 入出力側 回路는 平衡回路이다. 變壓器대신 phase inverter와 differential amplifier로써 入出力側 平衡回路를 만들 수 있으므로, 트랜스레스 二重平衡變調器가 구성된다. 회로內의 다이오드를 도통 혹은 불도통시키는 搬送信號電壓이 充分히 크지 않을 경우, 다이오드의 非線形特性을 고려하여 本 變調器를 解析해야 한다.

本 論本에서는 다이오드의 非線形特性이 포함된 動特性曲線의 근사식을 使用하여 回路動作을 해석하고 入力等價抵抗, 搬送信號抑壓 및 變調效率을 考察하여 본다.

2. 動作原理

다음 페이지의 그림 1은 트랜스레스 二重平衡變調器의 構成圖이다.

入力側 回路에 出力等價抵抗値가 同一한 증폭기와 位相反轉器가 연결되어 있으며, 出力側 回路에는 differential amplifier가 연결되어 있다. 그림 1의 각 증폭기의 電壓利得은 해석상 入出力端子 回路의 電壓利得이 1인 기준회로가 되도록 조정된 값이다.

그림 1에서 L 端子에 搬送信號가 印加되면 C와 D 點에 同相同電壓이 나타나고, 이 電壓의 극성에 따라 순방향도통 다이오드가 결정된다. 이상적인 경우에 S와 O 端子의 搬送信號 出力成分은 C와 D의 電壓이 同相同電壓이므로 零이다. 搬送信號電壓에 비해 充分히 낮은 變調信號를 S 端子에 印加하면 A와 B 點에 逆相同電壓이 유기되므로 L 端子에는 電壓이 유기되지 않는다. 搬送信號成分은 出力에 抑壓되는 반면에 도통된 다이오드를 통하여 C와 D 點에 전달된 變調信號成分은 出力側 differential amplifier에 의하여 出力된

* 正會員, 慶北大學校 工科學 通信工學科
(Kyungpook National University
College of Engineering)
接受日字: 1977年 11月 14日

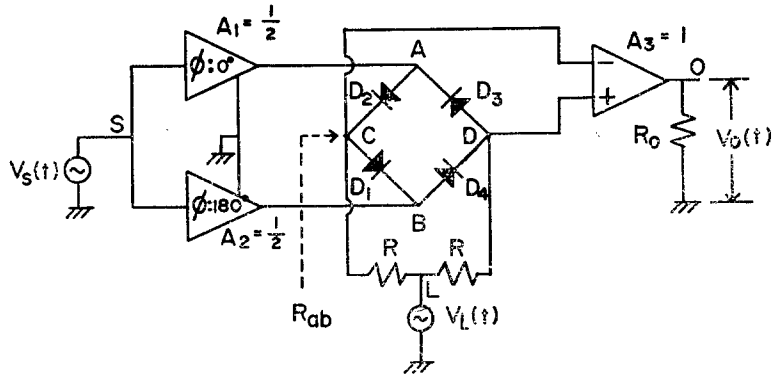


Fig. 1 Diagram of a transless double balanced modulator
그림 1 트랜스레스 이중平衡變調器의 구성도

다. 즉 搬送信號가 억압된 振幅變調信號를 얻을 수 있다.

充分한 크기의 搬送信號電壓이 印加되어 다이오드가 理想的인 스위칭 素子로 動作할 경우 $V_L(t)$ 信號는 다음 (1)식과 같이 矩形波로 들 수 있다¹⁾.

$$V_L(t) = \frac{\pi}{4} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \sin(2n-1)t, \quad (1)$$

ω_L : 搬送信號 基本周파수

同時에 S 端子에 入力되는 變調信號電壓式을

$$V_s(t) = E_s \sin \omega_s t, \quad \omega_s : \text{변조信號의 주파수} \quad (2)$$

라 두면 出力信號式은 理想的인 경우 아래 (3)식과 같

3. 回路解析

다음 그림 (2)는 L 端子에 搬送信號가 印加되었을 경우의 等價回路이다.

여기서 r_o 는 入力 증폭기 및 位相反轉器의 出力等價 抵抗이다. 그리고 變調信號電壓은 搬送信號電壓에 비해 매우 낮으며, 出力側 differential amplifier의 入力等價 抵抗은 R에 비해 充分히 크며, 出力側 증폭기의 common mode rejection ratio 特性이 아주 좋다고 가정한다. j 번 다이오드의 i_j 와 V_L 사이의 動特性曲線을 구하면 아래 그림 (3)과 같다.²⁾

여기서

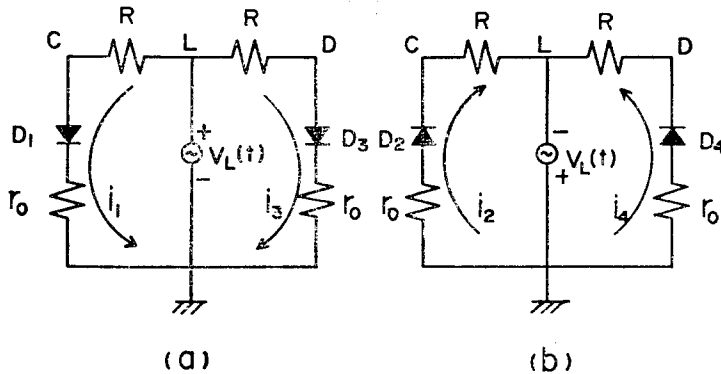


Fig. 2 Equivalent circuits for the signal $v_L(t)$
그림 2. $v_L(t)$ 信號에 대한 等價回路

다.¹⁾

$$V_o(t) = \frac{2E_s}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{2n-1} \left\{ \cos[(2n-1)\omega_L - \omega_s]t - \cos[(2n-1)\omega_L + \omega_s]t \right\} \right] \quad (3)$$

(3)식에서 $n=1$ 에 해당되는 信號만 여파기에 통과시키면 搬送信號가 억압된 振幅變調信號가 된다.

$j : 1 \leq j \leq 4$ 인 자연수로서 그림 1의 다이오드를 지칭하는 번호이다.

回路解析에 다이오드의 非線形特性을 고려하기 위하여, 그림 (3)에서 動特性曲線을 다음과 같은 근사식으로 둔다.

$$i_j(t) = a_j + b_j v_L(t) + c_j v_L^2(t) + d_j v_L^3(t) \quad (4)$$

a_j, b_j, c_j, d_j : 常數

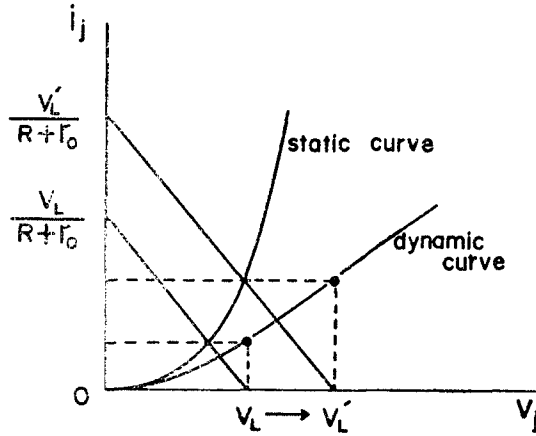


Fig. 3 The dynamic curve constructed from the static curve and the load line

그림 3. 靜特性曲線 및 load line에서 구한 動特性曲線

그리고 $V_L(t)$ 를 다음과 같은 정현파로 둔다.

$$V_L(t) = E_L \sin \omega_L t \quad (5)$$

(4)와 (5)식에서 j 번 다이오드를 가진 폐회로에 공급되는 순시전력은 (6)식과 같다.

$$P_j(t) = v_L(t) \cdot i_j(t) \quad (6)$$

여기서 다이오드 D_1 의 等價抵抗을 구해 본다. 지금 다이오드의 等價抵抗을 r_1 이라 하면, 폐회로 i_1 에 공급되는 實効電力은

$$P_1 = \frac{\frac{\omega_L}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\omega_L}} E_L^2 \sin^2 \omega_L t \cdot dt}{r_0 + r_1 + R} = \frac{E_L^2}{4(r_0 + r_1 + R)} \quad (7)$$

이다. (6)식의 순시전력 $P_1(t)$ 의 平均電力을 (7)식의 實効電力과 같게 들으므로 $v_L(t)$ 信號에 대한 다이오드 D_1 의 等價抵抗 r_1 를 구할 수 있다. 半週期동안 도통되므로

$$\overline{P_1(t)} = \frac{\omega_L}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\omega_L}} [a_1 v_L(t) + b_1 v_L^2(t) + c_1 v_L^3(t) + d_1 v_L^4(t)] \cdot dt = \frac{a_1}{\pi} E_L + \frac{b_1}{4} E_L^2 + \frac{c_1}{\pi \cdot 12} E_L^3 + \frac{3}{16} d_1 E_L^4 \quad (8)$$

(8)과 (7)식에서 等價抵抗은

$$r_1 = E_L^2 / \left(\frac{4}{\pi} a_1 E_L + b_1 E_L^2 + \frac{c_1}{3\pi} E_L^3 + \frac{3}{4} d_1 E_L^4 \right) - (r_0 + R) \quad (9)$$

이다. 다른 다이오드의 等價抵抗도 같은 方法으로 구할 수 있다.

만약 D_1 의 $i-v$ 靜特性曲線이 原點을 지나는 直線이고, 기술기인 저항값이 r_f 일때 (9)식을 사용하여 等價

抵抗을 구해 본다. 그림 2의 회로방정식

$$v_L(t) = (R + r_0) i_d + v_d \quad (10)$$

$$i_d = \frac{1}{r_f} v_d \quad (11)$$

에서 動特性曲線식은

$$i_d(t) = \frac{1}{R + r_0 + r_f} v_L(t) \quad (12)$$

이다. (12)식에서 動特性曲線식의 常數는 b_1 만 남게 되고, 그 값은

$$b_1 = \frac{1}{R + r_0 + r_f} \quad (13)$$

이다. (9)식과 (13)식에서 $a_1 = c_1 = d_1 = 0$ 이므로

$$r_1 = r_f \quad (14)$$

가 되어 E_L 함수가 아님을 확인할 수 있다.

3-1 搬送信號入力端子의 入力等價抵抗

그림 1의 搬送信號端子인 L端子와 어스 사이에서 본 入力等價抵抗을 R_{in} 라 두면, 電源 $V_L(t) = E_L \sin \omega_L t$ 에 의해 回路에 供給되는 電力은

$$P_T = \frac{\frac{\omega_L}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega_L}} E_L^2 \sin^2 \omega_L t \cdot dt}{R_{in}} \quad (15)$$

이다. 그리고 그림 2에서 $v_L(t)$ 의 극성을 고려하여 한 주기동안 供給되는 총 순시전력을 구하면 다음 (16)식과 같다.

$$P_i(t) = \sum_{j=1}^2 [i_j(t) + i_{j+2}(t)] g_j(t) \quad (16)$$

$$g_1(t) = v_L(t), \quad 0 \leq t < \frac{\pi}{\omega_L}$$

$$= 0, \quad \frac{\pi}{\omega_L} \leq t < \frac{2\pi}{\omega_L}$$

$$g_2(t) = 0, \quad 0 \leq t < \frac{\pi}{\omega_L}$$

$$= v_L(t), \quad \pi \omega_L \leq t < \frac{2\pi}{\omega_L}$$

위의 (9)식을 계산하는 方法을 반복하여 (16)식을 계산하면

$$\begin{aligned} \overline{P_i(t)} &= \frac{\omega_L}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\omega_L}} [i_1(t) + i_3(t)] v_L(t) \cdot dt \\ &+ \frac{\omega_L}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{\omega_L}}^{\frac{2\pi}{\omega_L}} [i_2(t) + i_4(t)] \cdot v_L(t) \cdot dt \\ &= \sum_{j=1}^2 \left[\frac{E_L^2}{4} (b_j + b_{j+2}) + \frac{3}{16} E_L^4 (d_j + d_{j+2}) \right. \\ &\quad \left. + \frac{p_j}{\pi} (a_j E_L + a_{j+2} E_L + \frac{a_j}{12} E_L^3 + \frac{c_{j+2}}{12} E_L^3) \right] \quad (17) \end{aligned}$$

이다. 여기서

$$P_j = 1, \quad j=1$$

$$= -1, \quad j=2$$

이다. 그러므로 (15)식과 (17)식에서 入力等價抵抗은

$$R_{in} = \frac{E_L^2}{\sum_{j=1}^2 \left[\frac{E_L^2}{2} (b_j + b_{j+2}) + \frac{8}{3} E_L^4 (d_j + d_{j+2}) + \frac{2}{\pi} P_j \left(a_j E_L + a_{j+2} E_L + \frac{c_j}{12} E_L^3 + \frac{c_{j+2}}{12} E_L^3 \right) \right]} \quad (18)$$

이다. (18)식에서 다이오드의 非線形特性에 의해 E_L 의 함수로 表示됨을 알 수 있다.

만약 다이오드의 순방향 저항값이 r_f 이고, $i-v$ 과 特性曲線이 原點을 지나는 直線인 경우, b_1 값인 (13)식을 사용하여 (18)식을 정리하면

$$R_{in} = \frac{R + r_0 + r_f}{2} \quad (19)$$

가 된다. 이 결과식은 그림 2에서 다이오드 대신 r_f 인 저항소자로 대체하여 구한 入力等價抵抗값과 同一함을 확인할 수 있다.

3-2 變調信號 유기단자 A와 B點間의 入力等價抵抗

變調信號電壓은 搬送信號電壓에 비해 매우 낮으므로 搬送信號成分에 의해서 구한 等價抵抗 r_f 를 사용하여 A와 B點 間의 等價回路를 구하면 다음 그림 4와 같이 될 수 있다.

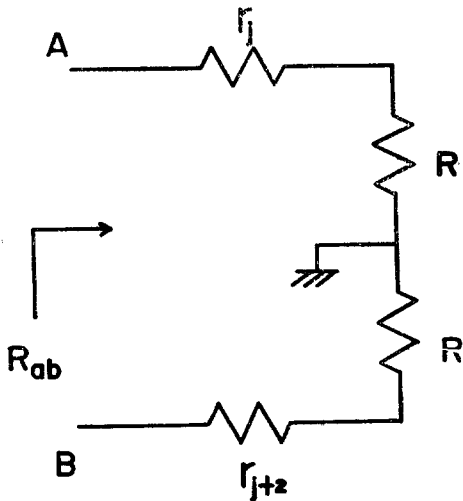


Fig. 4 Equivalent circuit between ports A and B
그림 4 단자 ...와 ...間의 等價回路

그림 4에서 $v_L(t)$ 의 극성에 따라 도통 다이오드 D_j 가 결정된다. 즉 L단자에 陽電壓이 印加되는 週期 동안은 $j=1$ 이며, 陰의 電壓이 印加되는 週期 동안은 $j=$

2가 된다. 한 주기 동안 고려하여 계산한 入力等價抵抗은 다음 (20)식과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{AB} = \frac{\sum_{j=1}^4 (4R + r_j)}{2} \quad (20)$$

여기서 $r_1 = r_2 = r_3 = r_4 = r_f$ 인 경우는

$$R_{AB} = 2R + 2r_f \quad (21)$$

가 된다.

4. 動作特性

구성하고 있는 다이오드들의 $i-v$ 特性이 一致하지 않으면 出力端에 搬送信號成分이 完全히 억압되지 않고, 또한 다이오드의 非線形特性과 회로內의 저항소자 값에 따라 變調効率が 달라진다.

4-1 搬送信號抑壓

搬送信號抑壓은 出力信號成分中 搬送信號成分과 제 1 次成分과 電壓成分의 比를 dB로 表示한 값이다. 그림 2에서 한주기 동안 반송신호에 대한 出力을 구하면 다음과 같다.

$$V_{CD}(t) = R[i_1(t) - i_3(t)], \quad 0 \leq t < \frac{\pi}{\omega_L}$$

$$= R[i_2(t) - i_4(t)], \quad \frac{\pi}{\omega_L} \leq t < \frac{2\pi}{\omega_L} \quad (22)$$

(22)식은 다이오드의 非線形特性 때문에 여러 고조파成分을 지니고 있다. 그러므로 기본주파수 成分을 구하기 위해서는 Fourier series로 전개해야 한다. 여기서 기본파의 진폭은 다음 (23)식을 계산해야 한다.

$$|c_1(t)| = \frac{\omega_L}{2\pi} \left| \int_0^{\frac{\pi}{\omega_L}} R[i_1(t) - i_3(t)] e^{-j\omega_L t} dt + \int_{\frac{\pi}{\omega_L}}^{\frac{2\pi}{\omega_L}} R[i_2(t) - i_4(t)] e^{-j\omega_L t} dt \right| \quad (23)$$

여기서

$$i_j = a_j + b_j v_L(t) + c_j v_L^2(t) + d_j v_L^3(t), \quad j=1, 2, 3, \text{ 혹은 } 4 \text{ 이다.}$$

出力波의 제 1 次成分과 電壓值은 (3)식 과정에서 $n=1$ 인 信號成分이 그림 (4)의 A와 B點 間에 印加되었다고 보고 저항 2R 兩端에 出力되는 값이 된다. (3)식과 그림 4에서 振幅을 구하면

$$|m_1(t)| = \frac{2E_s}{\pi} \cdot \frac{2R}{R_{AB}}$$

$$= \frac{8 \cdot R \cdot E_s}{\sum_{j=1}^4 \pi (4R + r_j)} \quad (24)$$

이다. 그러므로 搬送信號抑壓은 다음과 같이 表示된다.

$$20\log \frac{|c_1(t)|}{|m_1(t)|} = 20\log |c_1(t)| - 20\log \frac{8 \cdot R \cdot E_s}{\sum_{j=1}^4 \pi (4R + r_j)} \quad (25)$$

(25)식에서 다이오우드의 特性이 一致하면 $|c_1(t)|=0$ 가 되어 $-\infty$ 가 됨을 알 수 있다.

4-2 變調效率

變調效率은 印加된 變調信號電壓에 대한 出力波의 제 1 單側帶電壓의 比를 dB 로 表示한 값이다. 變調效率이 높기 위해서는 $|m_1(t)|$ 의 값이 커야 한다. (24)식에서 다이오우드의 等價抵抗이 작을수록 改善됨을 알 수 있다. 이를 定量的으로 表示하면, (3)식과 (24)식에서

$$\eta = 20\log \frac{\frac{2E_s}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2R}{R_{AB}}}{\frac{E_s}{\sqrt{2}}} [dB]$$

$$= -3.9 - 20\log \frac{\sum_{j=1}^4 (4R + r_j)}{4R} [dB] \quad (26)$$

이다.

(26)식에서 다이오우드가 理想的으로 $r_j=0$ 인 스위칭 素子역할을 할 경우

$$\eta_{ideal} = -3.9 [dB] \quad (27)$$

이다. (26)식에서 $j=1$ 인 r_1 은

$$r_1 = E_L^2 / \left(-\frac{4}{\pi} a_1 E_L + b_1 E_L^2 + \frac{c_1}{3\pi} E_L^3 + \frac{3}{4} d_1 E_L^4 \right) - (r_0 + R) \quad (9)$$

이므로 變調效率은 다이오우드의 非線形特性에 의하여

搬送信號電壓 E_L 과 저항값 R 및 r_0 의 함수로 表示됨을 알 수 있다.

만약 다이오우드의 特性들이 一致하고 線形이면 $r_j=r_f$ 이므로 (26)식에서

$$\eta = -3.9 - 20\log \left(1 + \frac{r_f}{R} \right) [dB] \quad (28)$$

이 된다.

5. 結 論

다이오우드 回路의 動特性曲線式을 근사적으로 $i_j(t) = a_j + b_j v_L(t) + c_j v_L^2(t) + d_j v_L^3(t)$ 로 表示하여 端子間의 入力等價抵抗, 動作特性인 搬送信號抑壓 및 變調效率을 定量的으로 高찰하였다.

入力等價抵抗 및 動作特性에 관한 結果式은 다이오우드의 非線形特性에 의하여 搬送信號電壓 E_L 의 함수로 表示되었다.

순방향 저항이 r_f 인 線形 다이오우드에 대해, 本文의 結果式을 利用하여 계산한 다이오우드의 等價抵抗도 r_f (本文의 (14)식)이고, 變調效率은 $\eta = -3.9 - 20\log \left(1 + \frac{r_f}{R} \right)$ [dB] (本文의 (28)식)으로 表示되어 搬送信號電壓에 무관함을 확인할 수 있다.

參 考 文 獻

1. R.B. Mouw and S.M. Furuchi, "Broadband Double Balanced Mixer/Modulators," Microwave Journal, vol. 12, No.3, pp.131~135, 1969.
2. J. Millman and C.C. Halkias, Integrated Electronics, McGraw-Hill, 1972, chap.4.