

時分割スイッチモード方式 インピーダンスインバータとその応用

宮内正義

(愛媛大学教育学部技術研究室)

(平成6年9月30日受理)

Time Division of Switching-Mode Type Impedance Inverter and Its Application

Masayoshi MIYAUCHI

Department of Technology, Faculty of Education,
Ehime University, Bunkyo-cho, Matsuyama, 790-77

(Received September 30, 1994)

This paper deals with both the time division of switching-mode type impedance inverters (*T-S.M.II*) composed by interconnecting two switching-mode voltage-controlled voltage sources (*S.M.VCVS*), and its application to the ultra-low frequency low-pass filter (*LPF*), band-pass filter (*BPF*) and self-oscillator.

Basing upon of the three forms of *T-S.M.II* are presented the operating principles, the configuration method, the performance characteristics, the following distinctive features, such as ideal or loss-compensated type gyrator is presented, and positive or negative impedance inverters (*PII* or *NII*) is also presented through the realization on this *T-S.M.II*. It is also shown therein that the *LPF* and *BPF* which derives from this *T-S.M.II* are realized, and that which is obtainable from *NII* or *PII* configuration for ultra-low frequency signals are generated by means of self-oscillator.

Finally, their characteristics are clarified owing to the theory and model-based experiments, and that it is clarified that both transmission circuits and signal generator for ultra-low frequency range are applicable for measuring and controlling equipments.

キーワード：スイッチモード方式電圧制御電圧源，時分割スイッチモードインピーダンスインバータ，ジャイレータ，*PII*と*NII*，超低周波用*LPF*と*BPF*，超低周波自励発振器。

1. ま え が き

電圧-電流の変換にスイッチ素子の導通位相角制御を利用したスイッチモード方式電圧制御電流源(*S.M.VCCS*と略す)は、原理上、外乱に強くて効率が良く、比較的大きな正負の電圧-電流変換比が変更容易

に得られ、精度や応答、ならびに安定性も良いことなど超低周波信号を扱うのに優れている。

このことから、これを相互に接続したインピーダンスインバータ(*S.M.II*と略す)による各種のアクティブフィルタや周波数弁別器とトランスフォーマなどの提案を行い、これが超低周波信号の伝送回路をはじめ、この周波数領域における計測・制御分野での信号処理に極め

て有効なことを報告してきた。(1) ~ (12)

この論文では、スイッチ素子の電源に定電圧電源を採用するスイッチモード方式電圧制御電圧源 (S.M.VCVS と略す) の一形式を考え、これを用いた時分割スイッチモードインピーダンスインバータ (T-S.M.II と略す) の提案を行うとともに、この回路の構成法と特性や特徴及び2~3の応用について検討する。

本文では、まず、この T-S.M.II の基本回路と、S.M.VCVS の定電圧電源に直流を、特定なバイアスにのこぎり波を採用した場合 (これを形式 I という) の動作原理と特性を論じ、定電圧電源に交流を、この余弦波を特定バイアスに用いるものと、定電圧電源が直流で特定バイアスには時分割区間の片方が余弦波、今一方の区間にのこぎり波を用いる実現形式 (前者を形式 II、後者を形式 III という) の動作と特性について述べ、この T-S.M.II の特徴を明らかにする。

そして、これを応用した低域通過フィルタ (LPF) や帯域通過フィルタ (BPF) の構成と、T-S.M.II の具備する負性抵抗特性を活用した自励発振器の構成について理論と試作実験を通じた検討を行い、この LPF と BPF が超低周波信号を扱うのに極めて有効な伝送回路に、また、自励発振器では、簡単な回路構成で超低周波正弦波信号の発生が可変容易にできてしかも大電力化が図れる等、いづれもこの周波数領域における計測・制御分野の信号処理や機器制御等の信号源として有用なことを述べる。

2. 動作原理と回路構成

時分割スイッチモードインピーダンスインバータ

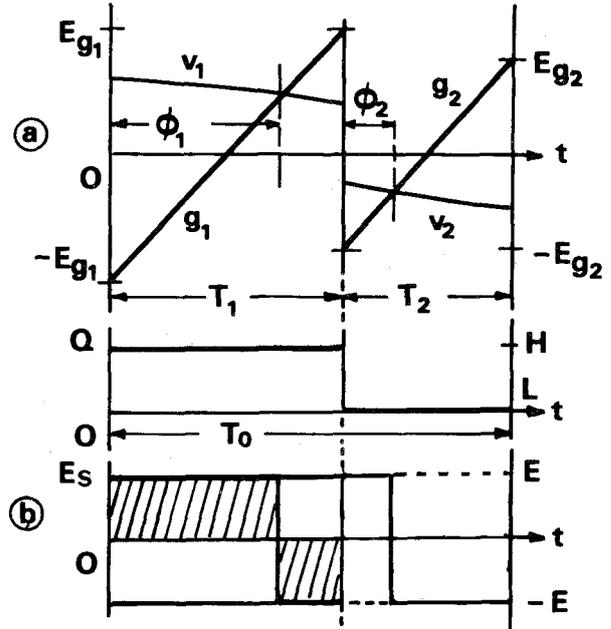


図1 T-S.M.II の動作原理図 (形式 I)

(T-S.M.II) の動作原理を図1に、この基本回路構成を図2に示す。

基本回路の入出力信号電圧 v_1, v_2 を、図1の(a)(b)に示すように周期 T_1 と T_2 区間で時分割し、特定なバイアス g_1, g_2 との交点 ϕ_1, ϕ_2 において得たパルス幅変調 (PWM) 信号でスイッチ素子を駆動し、定電圧源 E_s の電圧をさい断するものとする。

いま、定電圧源の電圧値が $\pm E$ の直流を用い、特定バイアス g_1, g_2 にのこぎり波 (振幅 E_{g1}, E_{g2} , 周期 T_1, T_2) を採用した場合 (形式 I) を考えると、周期

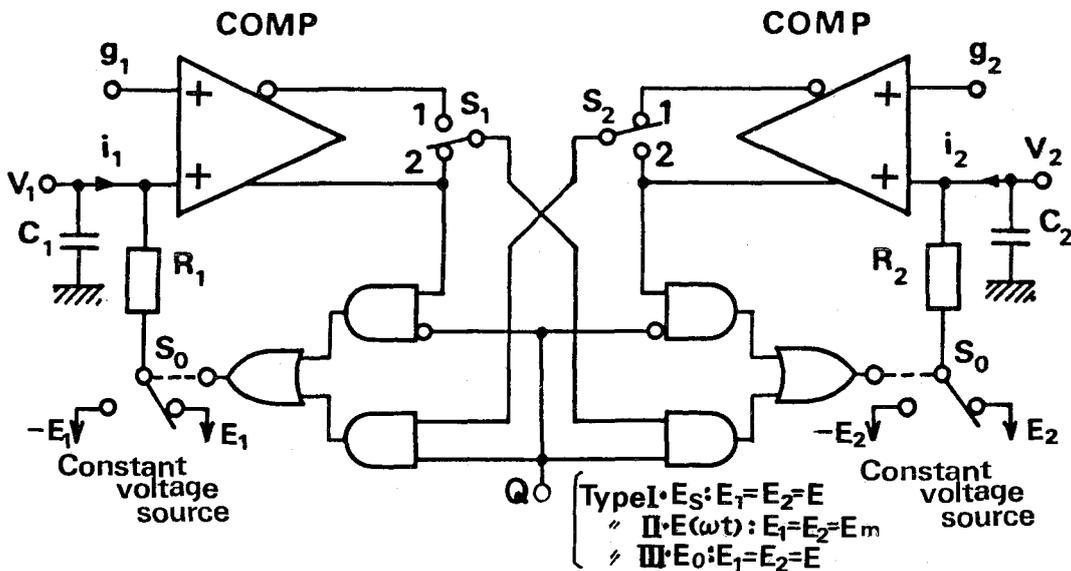


図2 基本回路構成

$T_0 = T_1 + T_2$ 区間における電源電圧さい断波形の平均値 \bar{E}_s は、次のようになる。

$$\begin{aligned} \bar{E}_s &= \frac{1}{T_0} \left[\int_0^{\phi_1} (\pm E) dt + \int_{\phi_1}^{T_1} (\mp E) dt \right. \\ &\quad \left. + \int_{T_1}^{T_1+\phi_2} (-E) dt + \int_{T_1+\phi_2}^{T_2} E dt \right] \\ &= \frac{2E}{T_0} \left[\pm \phi_1 + \phi_2 - \frac{T_0}{2} \right] \end{aligned} \quad (1)$$

ここで

$$\left. \begin{aligned} \phi_1 &= \frac{T_1}{2} \left[\frac{v_1}{E_{g1}} + 1 \right] \\ \phi_2 &= \frac{T_2}{2} \left[\frac{v_2}{E_{g2}} + 1 \right] \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

ただし、式(1)中の複合上部と下部は、図1(b)の斜線と白ぬき部に、図2の回路ではスイッチ S が2と1に位置する場合に対応する。

このさい断波形列 \bar{E}_s を図2の抵抗 R_2 を通して v_2 の掛るコンデンサ C に加え、特定バイアスの繰り返し周期を入力信号周期に比べ1/7 (特定バイアスとして三角波を使用の場合は1/3) 倍以上に短く選べば R_2 を流れる電流 i_2 は連続電流として扱える^{(2)~(5)} から

$$i_2 = \frac{1}{R_2} \left[\mp \frac{T_1 E}{T_0 E_{g1}} v_1 + \left(1 - \frac{T_2 E}{T_0 E_{g2}} \right) v_2 \right] \quad (3)$$

で与えられることになる。

i_1 についても、同様な動作が行われるものとする、この回路の入出力関係は Y マトリックス表示で

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_1} X_1 & \mp G_1 \\ \mp G_2 & \frac{1}{R_2} X_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \text{ただし } G_i &= ET_1/R_i E_{gi} T_0 \\ X_i &= 1 - (E/E_{gi})(T_2/T_0) \\ i &= 1, 2, j = 2, 1 \end{aligned}$$

となる。

特に、特定バイアス g_2 の振幅 E_{g2} と電源電圧 E 及び g_2 の周期を

$$\frac{E}{E_{g2}} \left(\frac{T_2}{T_0} \right) = 1 \quad (5)$$

に設定すると、 $X_i = 0$ で電圧~電流変換比 ($\eta_1 = v_1/i_2$, $\eta_2 = v_2/i_1$) は

$$\left. \begin{aligned} \eta_1 &= R_2 (E_{g1} T_0 / ET_1) \\ \eta_2 &= R_1 (E_{g2} T_0 / ET_1) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

となり、無損失の理想的なインピーダンスインバータが得られる。また、 $X_i > 0$ では PII (Positive Impedance Inverter) が、 $X_i < 0$ の場合は負性抵抗特性をもつ NII (Negative Impedance Inverter) の実現もできる。そして、 $\eta_1 = \eta_2 = \eta$ の設定では理想ジャイレータが得られ

て、次式で与えられる等価インダクタンス L_e が実現でき

$$L_e = C\eta^2 \quad [\mu H] \quad (7)$$

ただし、 C の単位は $[\mu F]$

この L_e は $R_i (i=1, 2)$ を大きく選べば η 値は大きく取れ、かつ、この値の2乗で定まるため非常に大きな値となる。

以上の原理に基づく $T-S.M.II$ の基本回路構成を示したものが図2であり、このインバータは時分割区間 T_1, T_2 の可変設定が容易で定電圧源の種類と特定バイアスの形状との組み合わせが可能な構成上の特徴をもつ。

従って、図3に示す定電圧源に交流を、特定バイアス g_1, g_2 にその積分波を採用するもの(図(a))と、電圧源に直流を、 T_1 区間に余弦波、 T_2 区間にのこぎり波を特定バイアスとして選ぶ(図(b))実現形式(前者を形式II、後者を形式IIIという)が考えられる。

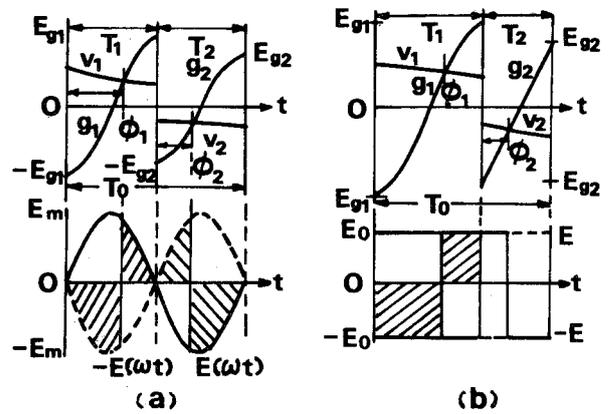


図3 形式I(a)と形式II(b)の動作原理図

形式IIの場合、定電圧源 $E(\omega t)$ のさい断波形の平均値 $\bar{E}(\omega t)$ は、図3(a)から次のようになる。

$$\begin{aligned} \bar{E}(\omega t) &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\phi_1} E_m \sin \omega t d\omega t + \int_{\phi_1}^{\pi} (-E_m) \sin \omega t d\omega t \right. \\ &\quad \left. + \int_{\pi}^{\phi_2+\pi} (-E_m) \sin \omega t d\omega t + \int_{\phi_2+\pi}^{2\pi} E_m \sin \omega t d\omega t \right] \\ &= \frac{-E_m}{\pi} [\cos \phi_1 + \cos \phi_2] \end{aligned} \quad (8)$$

ここで

$$\left. \begin{aligned} \phi_1 &= \cos^{-1}(-v_1/E_{g1}) \\ \phi_2 &= \cos^{-1}(-v_2/E_{g2}) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

この出力さい断電圧 $E(\omega t)$ を形式Iの場合と同様に抵抗 R_2 を通して v_2 の掛るコンデンサ C に加えれば、 R_2 に流れる電流 i_2 は特定バイアスの周期 T_0 が入出力信号電圧の周期に比べ1/2倍以上短く設定時には連続

電流として扱え、次式を得る。

$$i_2 = \frac{1}{R_2} \left[\frac{E_m}{\pi E_{g1}} v_1 + \left(\frac{E_m}{\pi E_{g2}} - 1 \right) v_2 \right] \quad (10)$$

同様にして R_1 を流れる電流 i_1 は

$$i_1 = \frac{1}{R_1} \left[\frac{E_m v_2}{\pi E_{g2}} + \left(1 - \frac{E_m}{\pi E_{g1}} \right) v_1 \right] \quad (11)$$

従って、この形式の入出力関係は、(4)式で与えられ、

Y マトリックス要素は、

$$\left. \begin{aligned} G_i &= \frac{1}{R_i} (E_m / \pi E_{gi}) \\ X_i &= \left(1 - \frac{E_m}{E_{gi} \pi} \right) = (1 - R_j G_j K) \end{aligned} \right\} (12)$$

ただし、 $i=1, 2, j=2, 1, K=T_2/T_1$

となり、 $X_i \neq 0$ によって、損失、理想、負性抵抗を示す損失補償形インピーダンスインバータが得られる。

そして、 $X_i = 0$ に設定した場合の電圧～電流変換比 η_1, η_2 は

$$\left. \begin{aligned} \eta_1 &= R_2 (\pi E_{g1} / E_m) \\ \eta_2 &= R_1 (\pi E_{g2} / E_m) \end{aligned} \right\} (13)$$

与えられ、 $\eta_1 = \eta_2 = \eta$ の理想ジャイレータ実現時には、形式 I と同様の式(7)で与えられる等価インダクタンス L_e が得られる。

次に、形式 III の場合は、図 3 (b) から $T_0 = T_1 + T_2$ 区間における電源電圧のさい断波系列の平均値 \bar{E}_0 (同図斜線部のとき) は

$$\begin{aligned} \bar{E}_0 &= \frac{1}{T_0} \left[\int_0^{\phi_1} E_1 dt + \int_{\phi_1}^{T_1} (-E_2) dt \right. \\ &\quad \left. + \int_{T_2}^{T_2+\phi_2} E_1 dt + \int_{T_2+\phi_2}^{T_0} (-E_2) dt \right] \\ &= \frac{1}{T_0} [(E_1 + E_2) \phi_1 + (E_1 + E_2) \phi_2 - E_2 (T_1 + T_2)] \quad (14) \end{aligned}$$

ここで

$$\left. \begin{aligned} \phi_1 &= \frac{T_1}{\pi} \cos^{-1} \left(-\frac{v_1}{E_{g1}} \right) \\ \phi_2 &= \frac{T_2}{\pi} \left(\frac{v_2}{E_{g2}} + 1 \right) \end{aligned} \right\} (15)$$

となる。

いま、電源電圧を $E_1 = E_2 = E$ として、この E を抵抗 R_2 を通して出力電圧 v_2 が掛るコンデンサに加え、形式 I と同様にして抵抗 R_2 を流れる電流 $-i_2$ を求めると

$$-i_2 = \frac{2E}{R_2} \left(\frac{T_1}{\pi T_0} \right) \sin^{-1} \left(\frac{v_1}{E_{g1}} \right) + \left(\frac{ET_2}{E_{g2} T_0} - 1 \right) v_2 \quad (16)$$

また電流 i_1 は

$$i_1 = \frac{2E}{R_1} \left(\frac{T_1}{\pi T_0} \right) \sin^{-1} \left(\frac{v_2}{E_{g2}} \right) + \left(1 - \frac{ET_2}{E_{g1} T_0} \right) v_1 \quad (17)$$

となる。

特に、 $ET_2/T_0 E_{gi} = 1 (i=1, 2)$ ならば

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= E_{g1} \sin \left(\frac{\pi R_2}{2E} \cdot \frac{T_0}{T_1} (-i_2) \right) \\ v_2 &= E_{g1} \sin \left(\frac{\pi R_1}{2E} \cdot \frac{T_0}{T_1} i_1 \right) \end{aligned} \right\} (18)$$

従って、この時の入出力関係は、 F マトリックス表示で

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & E_{g1} \sin \frac{\pi R_2 T_0}{2ET_1} \\ \frac{2ET_1}{R_1 \pi T_0} \sin^{-1} \left(\frac{1}{E_{g1}} \right) & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{pmatrix} \quad (19)$$

を得る。

また、 $ET_2/E_{gi} T_0 \neq 1$ では、図 2 の C_1, C_2 をこれに並列に加わるコンダクタンスを含めたアドミッタンス Y_1, Y_2 が接続されるものとする $i_s = Y_1 v_1 + i_1, i_0 = Y_2 v_2 - i_2$ となり、この場合の入出力関係を表す Y マトリックスは

$$\begin{pmatrix} i_s \\ i_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_1 + 1 - \frac{ET_2}{E_{g1} T_0} & \frac{2ET_1}{\pi R_1 T_0} \sin^{-1} \left(\frac{1}{E_{g2}} \right) \\ \frac{2ET_1}{\pi R_2 T_0} \sin^{-1} \left(\frac{1}{E_{g1}} \right) & \frac{ET_2}{E_{g2} T_0} - 1 + Y_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad (20)$$

となり、 $ET_2/E_{g2} T_0 = 1$ で、出力端子が開放のときの出力電圧は、次のようになる。

$$v_2 = -\frac{2ET_1}{R_2 Y_2 \pi T_0} \sin^{-1} \left(\frac{v_1}{E_{g1}} \right) \quad (21)$$

すなわち、 T_2 区間の特定バイアスに積分波を用いれば、式(21)から入出力電圧間で、あるいは式(19)から入力電圧と出力電圧間において T_1 区間に用いた特定バイアス波形の逆関数特性が実現される。そして、 $ET_2/E_{gi} T_0 < 1$ に設定時には非線形変換比を持つ NII が得られる。さらに図 3 (b) の斜線部の変りに白ぬき部分を組み合わせるとジャイレータを含む PII が、 $ET_2/R_2 E_{g2} T_0 < 1$ に回路設定を行えば、負性抵抗特性を示すインバータも得られる。

3. 2～3 の応用

この $T-S.M.II$ と従来の $S.M.VCCS$ による $S.M.II$ の差異は、時分割動作が容易なことと、変換比の可変設定が抵抗 R_1, R_2 値を含めて行えること及び非線形変換比を持つ形式のものが得られる点にある。従ってこの応用もこれらの特徴を生かす独特なものを考える必要があるが、ここでは、超低周波用の伝送回路への応用として LPF と BPF を、超低周波信号源としての自励発振器への応用について検討しておく。

3.1 LPF 及び BPF の構成とその特性

この $T-S.M.II$ の等価回路を F マトリックス表示すれば、 $S.M.II$ と全く同様の伝送回路表現 (図 4) が得

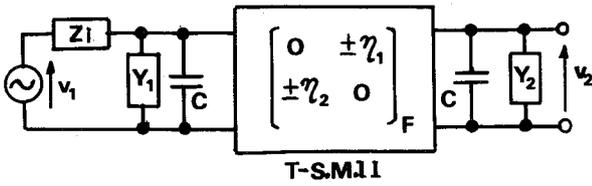


図4 T-S.M.II 基本伝送回路

きる。(1) (2)

いま、この回路の電圧伝送関数 $H(S)$ を、 $C_1=C_2 \equiv C$ として求めると、次のようになり

$H(S) =$

$$\frac{\pm \eta_2}{Z_i \pm \eta_1 \eta_2 [S^2 C^2 Z_i + SC(1 + Z_i Y_1 + Z_i Y_2) + (1 + Z_i Y_1) Y_2]} \quad (22)$$

ここで、 $Z_i=R_i$ 、 $Y_1=Y_2=0$ あるいは $Y_1=0$ 、 $Y_2=1/R_L$ としたときには、表1で与えられる2次のLPFが得られる。

表1 T-S.M.IIによる2次のLPF

$H(S) = \frac{H_0 \omega_c^2}{S^2 + 2\zeta \omega_c S + \omega_c^2}$		
	PII $Y_1=Y_2=0$	NII ($\eta_1 \eta_2 > R_i R_L$) $Y_1=0, Y_2=1/R_L$
ω_c	$\frac{1}{C \sqrt{\eta_1 \eta_2}}$	$\frac{1}{C} \frac{\eta_1 \eta_2 - R_i R_L}{\eta_1 \eta_2 R_i R_L}$
ζ	$\frac{1}{2R_i} \sqrt{\eta_1 \eta_2}$	$\frac{R_i + R_L}{2 \sqrt{R_i R_L}} \sqrt{\frac{\eta_1 \eta_2}{\eta_1 \eta_2 - R_i R_L}}$
H_0	$\frac{\eta_2}{R_i}$	$\frac{-\eta_2 R_L}{\eta_1 \eta_2 - R_i R_L}$
平坦条件: $R_i = R_c = \sqrt{\eta_1 \eta_2} / \sqrt{2} = 1 / \sqrt{2} C \omega_c$		

図5は、S.M.IIを形式Iで構成し、PIIとして用いた場合の伝送特性例であり、理論値と実測値は良く合値する結果が得られ、これは従来のS.M.IIと全く同様に伝送回路応用は扱うことができる。(4) (7)

すなわち、好ましいLPF特性は、表中の平坦条件 $R_i = R_c$ を満たすときに得られ、 $R_i \gg R_c$ で、 $\eta_2 > \eta_1$ 、 $C_1 > C_2$ とし $R_i \geq \sqrt{2} \sqrt{\eta_1 \eta_2} \sqrt{C_2 / C_1}$ なる条件であれば、図6に見られる特性例の共振動作をする。

更に、 $Z_i = R_i + 1/j\omega C_i$ 、 $C_1 \neq C_2$ 、 $Y_1=0$ 、 $Y_2=0$ とする場合は、電圧伝送関数 $|H(S)|_{max}$ 及び通過帯域中心

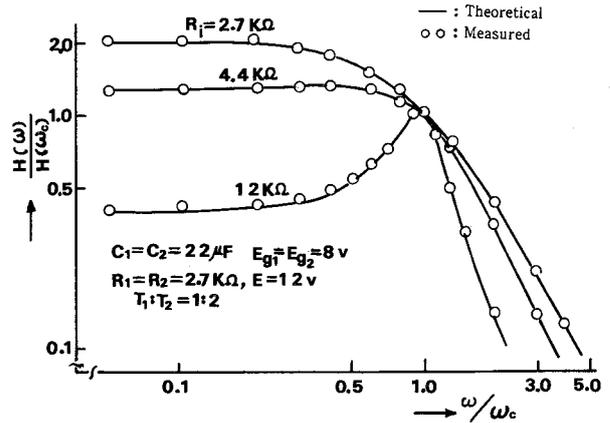


図5 2次LPFの電圧伝送特性

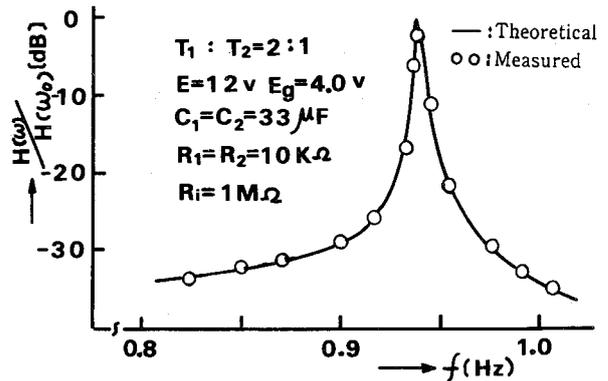


図6 共振特性

周波数 f_0 が、それぞれ

$$|H(S)|_{max} = \sqrt{\frac{\eta_2}{\eta_1}} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad (23)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\eta_1 \eta_2} C_1 C_2} \quad (24)$$

で与えられる狭帯域フィルタも実現できる。(5)

また、 $Z_i = C_i$ 、 $Y_1 = 1/r_1$ 、 $Y_2 = 0$ とすると、中心角周波数 ω_0 、利得定数 H_0 、尖鋭度 Q が次式で与えられる2次の帯域通過関数が得られて、図7に実測例を示す2次のBPFが実現されることになる。(8) (9)

$$H(S) = \frac{H_0 2\zeta \omega_0 S}{S^2 + 2\zeta \omega_0 S + \omega_0^2} \quad (25)$$

$$\text{ただし、 } \omega_0 = 1 / \sqrt{\eta_1 \eta_2} C (C + C_i)$$

$$H_0 = C r_1 / C \eta_1$$

$$Q = r_1 \sqrt{\eta_1 \eta_2} C (C + C_i) / C \eta_1 \eta_2 = 1/2\zeta$$

このように、T-S.M.IIの伝送回路応用は、これまで開発が重ねられたS.M.IIによる伝送回路の構成方法をそのまま適用でき、時分割動作に伴う特性制御の容易なことが特徴となる。

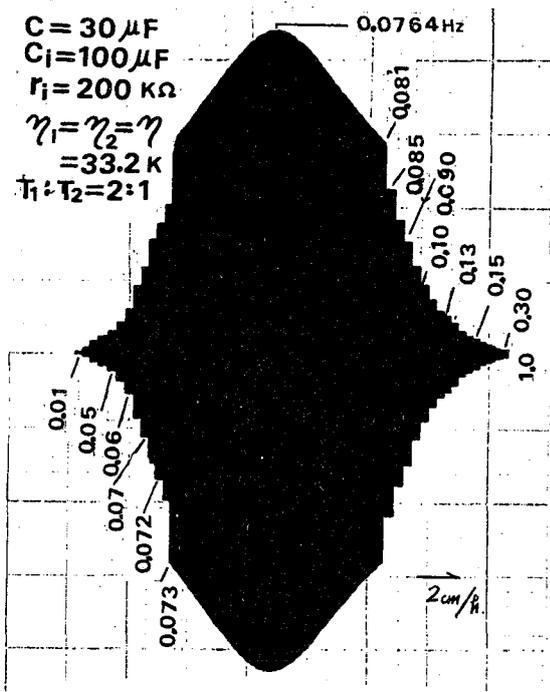


図7 2次BPFの電圧伝送特性例

3・2 自励発振器

T-S.M.IIのYマトリックス要素は、形式IとIIの場合、表2で与えられ、伝送回路応用では $X_i=0$ に設定したのに対し発振器応用では $X_i<0$ 、すなわち負性抵抗特性を活用する。

同表の $\eta_i (=1/G_i)$ を η 、 $X_i=X$ 及び $R_i=R$ とおきT-S.M.IIの入出力関係をFマトリックス表示してこの等価回路を示すと図8のようになる。

表2 形式IとIIの G_i, X_i

	G_i	X_i
形式I	$E_i T_i / R_i E_{g_j} T_o$	$1 - (E_i T_2 / E_{g_j} T_o)$
形式II	$\frac{1}{R_i} (E_m / \pi E_{g_j})$	$1 - (E_m / \pi E_{g_i})$

($i=1, 2 \quad j=2, 1$)

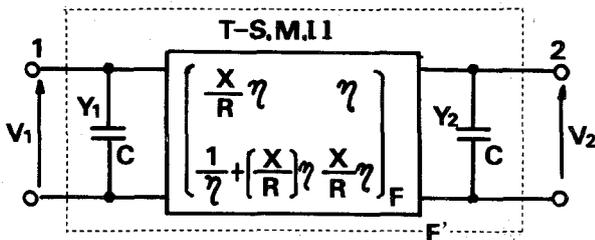


図8 自励発振器の等価回路

同図点線部のマトリックス F' は

$$F' = \begin{pmatrix} \left(\frac{X}{R} + Y_1\right)\eta & \eta \\ \left\{\left(\frac{X}{R}\right)Y_1 + \left(\frac{X}{R}\right)^2 + Y_1Y_2 + \left(\frac{X}{R}\right)Y_2\right\}\eta & \frac{1}{\eta}\left(\frac{X}{R} + Y_1\right)\eta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{pmatrix} \quad (26)$$

となり、自励発振の条件は、 $i_1=i_2=0$ であるから

$$v_1 = F_{11}\eta v_2 = \left(\frac{X}{R} + Y_1\right)\eta v_2 \quad (27)$$

また、 $i_1=0=F_{21}v_2$ より

$$\eta Y_1 Y_2 v_2 + \frac{X}{R} (Y_1 + Y_2) \eta v_2 + \left\{\left(\frac{X}{R}\right)^2 \eta + \frac{1}{\eta}\right\} v_2 = 0 \quad (28)$$

ここで、 $Y_1=SC_1, Y_2=SC_2$ とおき、固定値を λ とすれば、この系の状態方程式は、次のようになる。

$$\lambda^2 + \frac{X(C_1+C_2)}{C_1C_2R}\lambda + \frac{1}{C_1C_2} \left\{\left(\frac{X}{R}\right)^2 \eta + \frac{1}{\eta}\right\} = 0 \quad (29)$$

いま、固定値を $\lambda=\lambda_1, \lambda_2$ とすると

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 + \lambda_2 &= -\frac{X(C_1+C_2)}{RC_1C_2} \\ \lambda_1\lambda_2 &= \frac{1}{C_1C_2} \left\{\left(\frac{X}{R}\right)^2 \eta + \frac{1}{\eta}\right\} \end{aligned} \right\} (30)$$

従って $\lambda_1 + \lambda_2 > 0$ のときに、系は不安定となるから、条件 $X < 0$ で発振を起し、 $X=0$ で定常発振に至る自励発振をする。

なを、この発振の姿態解析は式(29)によって行えるが、等価インダクタンスが $L_e = C\eta^2 [\mu H]$ で与えられることを用いた近似発振周波数 f は、次のようになる。

$$f \approx 1/2\pi \sqrt{L_e C_i} = 1/2\pi C\eta \quad (31)$$

ただし、 $C_i=C, i=1, 2$

図9は、この発振器(T-S.M.IIは形式I)の E_g 可変設定に伴う X_i 値と、この値による v_1 と v_2 の関係をリサーチ図形で示した実測例である。

同図から、 $E_g < 4.0(V)$ 、すなわち $X_i < 0$ の場合は、 v_1, v_2 の振幅値が時間と共に成長過程を経て定振幅値に至る自励発振姿態が得られ、 $E_g = 4.01(V)$ [$X_i=0$ に近い値]では、表中の実測波形例にみられるように3~4周期で定振幅値に至る発振が得られる。更に、 E_g 値を4.0(V)より増加して行くと、 $X_i > 0$ となり、振幅値は時間と共に減衰過程をたどり消滅してしまう。いわゆる減衰振動姿態を呈することとなる。

図10は、T-S.M.IIが形式IIIの余弦波電圧~電流比PIIによる自励発振波形の一例を示したもので、形式Iの場合に比べ発振生起から定常発振に至る周期も2周期

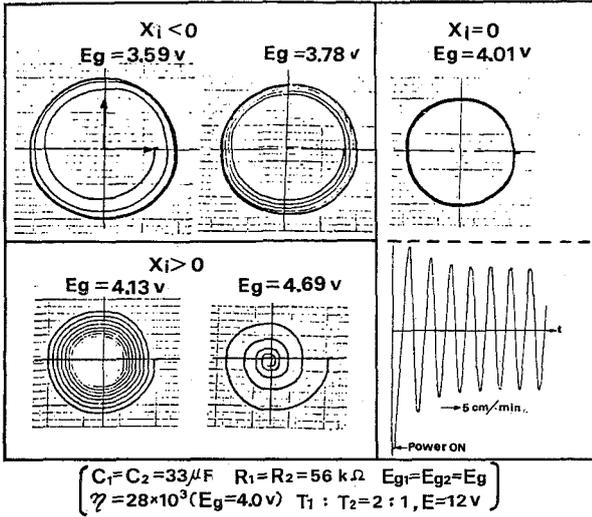


図9 X 値に対する v_1, v_2 のリサージュ図と発振波形例

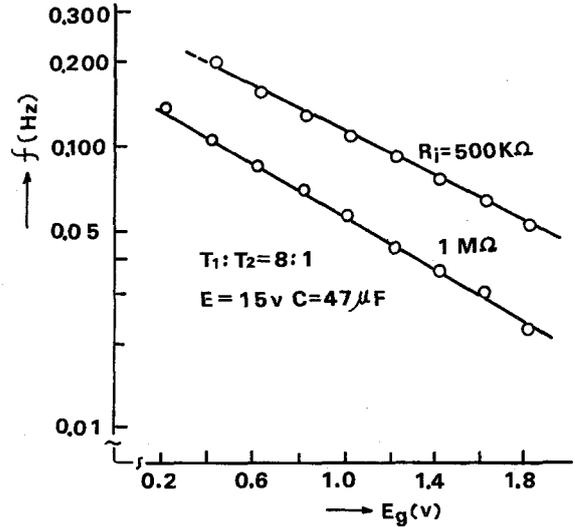


図11 自励発振器の可変周波数特性 (形式 I)

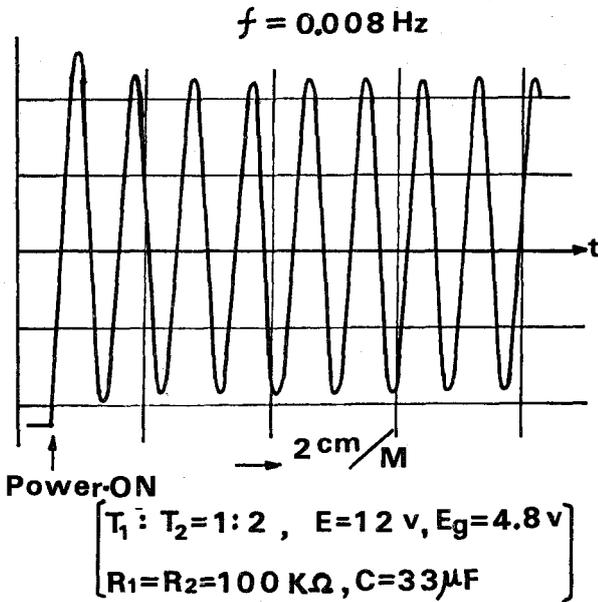


図10 形式 III による自励発振器の波形例

で時間短縮が図れているとともに波形歪のより少ない超低周波の正弦波発振が得られている。また、この $T-S.M.II$ による自励発振器では、いずれの形式であっても η が E_g 値により容易に変えられることから、図11に例示する発振周波数の可変特性が安定性も良く得られ、超低周波用の信号源として使える。

そして、この自励発振器は発振出力を PWM 信号として取り出せることから、この信号で電力用のスイッチ素子 (GTO や $IGBT$ とパワー FET) の駆動を行い、得られた電源電圧のさい断波を平均値化して取り出す回路構成をすれば、図11の可変周波特性をもち振幅が一定

の大電力発振器も簡単に作れ、これは超低周波領域における信号源としてはむしろ、 PID システムの制御要素や計測及び大型の加振器を初め各種の機器制御にも有効な応用が期待できる。

4. む す び

スイッチモード方式電圧制御電圧源 ($S.M.VCVS$) の相互接続によって得られる時分割スイッチモードインピーダンスインバータ ($T-S.M.II$) の提案を行い、構成法と動作特性を明らかにした上で、超低周波用の伝送回路 (LPF と BPF) と自励発振器への応用について述べた。

$T-S.M.II$ の構成では、採用する特定バイアスの形状に対するスイッチ素子に印加する電圧源波形との組み合わせで3形式の $S.M.II$ が実現されることを示し、これらは構成条件のあり方で、損失形から理想ジャイレータを含む PII (Positive Impedance Inverter) や、負性抵抗を示す損失補償形のジャイレータ (変換比は定数)、あるいは非線形変換比をもつ NII (Negative Impedance Inverter) など各種のインピーダンスインバータが容易に得られることを述べ、ジャイレータ実現時には大きな値の等価インダクタンスが得られること、非線形変換比の実現を初め変換比の設定変更がきわめて容易に実施できる等の特徴をもち、特に、超低周波領域で優れた特性をもつことを明らかにした。

そして、この $T-S.M.II$ を理想ジャイレータとして用いる LPF と共振器、及び BPF の実現を図り、理論と試作実験を踏えてこの構成法の確立を行い、いずれも超低周波信号の伝送回路として良好な特性をもち、この周波数領域での信号処理に有効なことを示した。

さらに、 $T-S.M.II$ の負性抵抗特性を活用する自励発振器についても理論と試作実験を通じた検討を加え、これが電源の投入から極めて早期に定常発振出力が波形歪みも少なく得られることを示し、かつ、この発振周波数可変が時分割比の設定変更と特定バイアスの電圧値可変できわめて容易にできる特徴も具備することから超低周波領域における信号源として有効なことを述べた。

また、この自励発振器は、発振出力を PWM 信号として取り出し可能なことから大電力化も簡単に図れ、超低周波領域における計測分野の信号源はもとより大型加振器や機器制御への応用も期待できることに言及した。

なを、この大電力発振器の実現と制御機器への応用及び非線形変換比をもつ $T-S.M.II$ の独特な応用については残された課題であり、これらは稿を新たに報告をした。

終わりに、本研究に御討論と助言を賜った角修吉教授（大阪工業大学電子工学科）と本原稿の作成時に協力された平成6年度の卒研生：仙波良美（情報科学コース・4回生）さんに謝意を表す。

文 献

- 1) 角, 宮内, 他: “スイッチモード方式超低周波電気信号用フィルタ”, 第16回 SICE 学術講演会論文集, No.3709(1977).
- 2) 角, 宮内, 他: “スイッチモード方式超低周波用アクティブフィルタ”, 電子通信学会論文誌C, J 61-C, 6, P. 331 (1978-06)
- 3) 宮内, 稲井: “超低周波用移相器と周波数弁別器”, 日本産業技術教育学会誌, 第21巻, 1号, P.19 (1979-03).
- 4) 宮内, 角: “スイッチモード方式電圧-電流変換器の伝送回路応用”, 昭55電学東北支部連大論文集, No.37.
- 5) 宮内: “スイッチモード方式超低周波用共振器と狭帯域フィルタ”, 愛媛大学教育学部紀要, 第Ⅲ部, 自然科学第1巻, P.81 (1981-02).
- 6) 角, 宮内: “超低周波用スイッチモード方式全域通過回路”, 電子通信学会論文誌C, J 65-C, 1, P.64 (1982-01).
- 7) 宮内: “スイッチモード方式電圧制御電流源による超低周波信号伝送回路”, 日本産業技術教育学会誌, 第24巻, 第3号, P.37 (1982-03).
- 8) 宮内, 角: “スイッチモード方式 VCCS の伝送回路応用 (Ⅱ) 状態変数形フィルタ”, 昭58電学中国支部連大論文集, No.415.
- 9) 宮内, 本田: “スイッチモード方式 VCCS を用いた超低周波用フィルタブロック”, 日本産業技術教育学会誌, 第27巻, 第2号, P.53 (1985-06).
- 10) 角, 宮内, 他: “スイッチモード方式トランスフォーマ”, 電子通信学会論文誌C, J 70-C, 6, P.960 (1986-06).
- 11) 宮内: “スイッチモード方式複同調回路”, 日本産業技術教育学会誌, 第30巻, 第1号, P.1 (1988-03).
- 12) 宮内, 中原: “スイッチモード方式オプトアイソレートトランスフォーマ”, 第28回日本産業教育学会全大講演論文集, No.211.

時分割スイッチモード方式インピーダンスインバータとその応用

—— 正 誤 表 ——

表題論文の誤りを下表の通り訂正します。

訂 正 場 所	誤 (一印部)	正 (一印部)
表題論文の2 ページ目図1 の下, 5行目	……得た <u>パ</u> レス幅変調	……で得た <u>パ</u> ルス幅変調
6ページ目式 (28)の下1行 目と式(29)の 下1行目	<u>固</u> 定値	<u>固</u> 有値