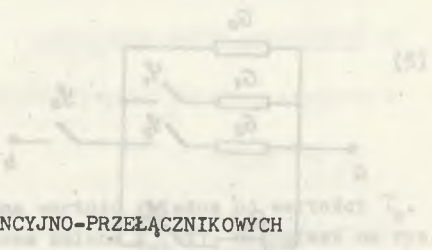


Marian PASKO
Lesław TOPOR-KAMIŃSKI

InstituT Podstawowych Problemów
Elektroniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej



MODELOWANIE NIELINIOWYCH UKŁADÓW REZYSTANCYJNO-PRZEŁĄCZNIKOWYCH

Streszczenie. Przedstawiono zasadę działania sieci rezystancyjno-przełącznikowych modelujących rezystancje sieci nieliniowe. Przebiegi sterujące pracą kluczy są okresowe o stałym lub zmiennym czasie załączania. Zmienny czas zadziałania kluczy uzależniony jest od wartości zewnętrznego sygnału napięciowego. Zmienne zaciskowe układów rozpatruje się jako uśrednione za okres przebiegu sterującego klucza. Podano przykłady syntezy układów R - przełącznik opierając się na strukturze równoległej gałęzi RS , realizujących funkcje nieliniowe monotoniczne wklęsłe i wypukłe. Syntezę można przeprowadzić dwoma metodami poprzez rozkład funkcji przyrostów konduktancji pionowej i poziomej, otrzymując w każdej z nich inne wartości konduktancji gałęziowych oraz kształty sygnałów sterujących kluczami. Zrealizowany przykładowo dwójnik nieliniowy R - przełącznikowy zastosowano w układzie ze wzmacniaczem operacyjnym w celu otrzymania nieliniowych charakterystyk napięciowo-napięciowych. Otrzymane wyniki przedstawiono w postaci krzywych średniej wartości sygnału wyjścia w funkcji sygnału wejściowego zdjętych za pomocą pisaka $X - Y$.

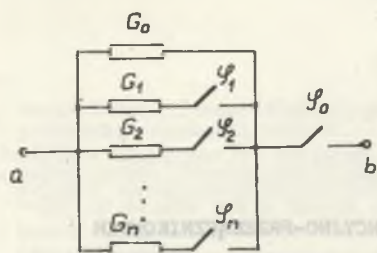
1. Wstęp

Obwody rezystancyjno-przełącznikowe pozwalają na budowę dwójników, których rezystancja zależna jest od stanu przełączników zmieniających się w czasie [5]. Jeżeli w takim układzie stan pewnych przełączników jest sterowany sygnałem elektrycznym, to zależność między tym sygnałem a wybraną zmienną zaciskową w układzie może być funkcją nieliniową, przyjmując jako zmienne średnie wartości tych wielkości za pewien okres czasu. W układach przełącznikowych można sterować czasem działania przełącznika, przy czym zmieniać się on może w stosunku do pewnego stałego okresu działania będącego okresem uśrednienia [3].

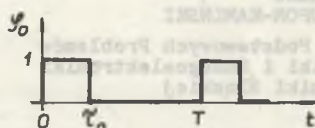
2. Podstawowy dwójnik modelujący

Na rys. 1 przedstawiona jest proponowana struktura dwójnika $g(t)$ rezystancyjno-przełącznikowego złożona z n równoległych gałęzi RS , w których przełączniki włączane są zgodnie z funkcjami φ_k o postaci stałej w stosunku

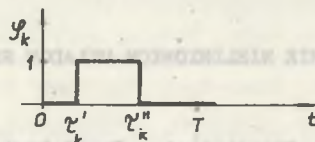
do zadanego okresu T , natomiast funkcja φ_0 sterująca kluczem szeregowym względem wszystkich gałęzi jest zmienna sygnałem zewnętrznym x (rys. 2).



Rys. 1



Rys. 2



Konduktancję dwójnika z rys. 1 między zaciskami ab opisuje relacja:

$$g_{ab}(t) = \varphi_0(G_0 + \sum_{k=1}^n G_k \varphi_k). \quad (1)$$

Wartość średnia tej konduktancji za okres T wynosi:

$$\bar{g}_{ab} = \frac{1}{T} \int_0^T g_{ab} dt = \frac{1}{T} \int_0^T \varphi_0(G_0 + \sum_{k=1}^n G_k \varphi_k) dt. \quad (2)$$

Zakładamy, że czas τ_0 impulsu φ_0 jest wartością zmienną, więc średnia przewodność \bar{g}_{ab} jest jego funkcją, zatem:

$$\bar{g}_{ab}(\tau_0) = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_0} g_{ab} dt. \quad (3)$$

Funkcje φ_k są funkcjami o postaci przedstawionej na rys. 2, stąd wyrażenie $\sum_{k=1}^n G_k \varphi_k$ jest funkcją schodkową o skokowych zmianach wartości w punktach τ'_k i τ''_k . Punktów tych jest maksimum $2n$, gdyż niektóre z nich mogą być równe 0 lub T . Można je zatem ogólnie nazwać punktami λ_1 do λ_{2n} , przy czym $0 < 1 \leq 2n$. Stąd wartość średnia konduktancji dla $\tau_0 = T$ wynosi:

$$\bar{g}_{ab} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\lambda_1} \sum G_k \varphi_k dt + \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \sum G_k \varphi_k dt + \dots + \int_{\lambda_{2n}}^T \sum G_k \varphi_k dt \right], \quad (4)$$

gdzie $G_k \varphi_k$ w każdej całce są tylko konduktancjami pewnych wybranych gałęzi (stąd brak wskaźników przy sumach).

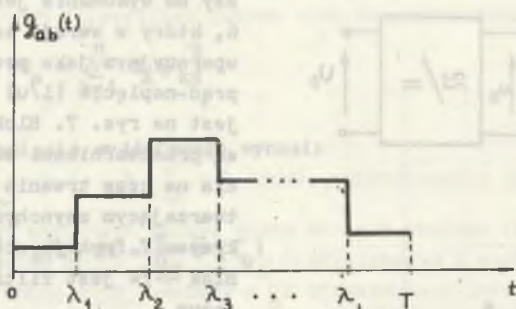
Ostatecznie:

$$\overline{G_{ab}} = \frac{1}{T} \sum_{n=1}^{l+1} \int_{\lambda_{n-1}}^{\lambda_n} (\sum G_k \varphi_k) dt \quad (5)$$

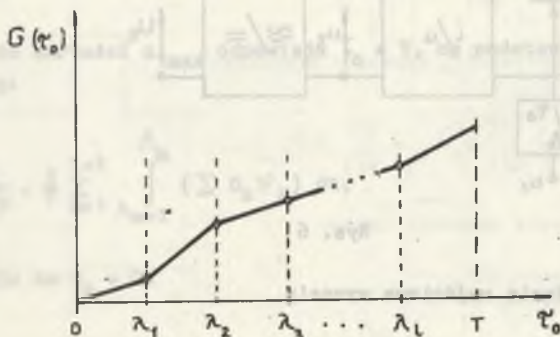
przy czym $\lambda_0 = 0$, $\lambda_{l+1} = T$.

Dla $\tau_0 < T$, $\overline{G_{ab}}$ przybiera odpowiednio inną wartość zależną od wartości τ_0 .

Na rys. 3 przedstawiona jest przykładowa zmiana $g_{ab}(t)$, natomiast na rys. 4 jej wartość średnia w funkcji długości τ_0 impulsu φ_0 .



Rys. 3



Rys. 4

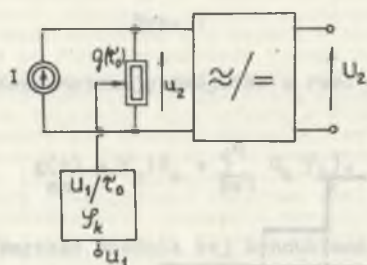
Jak wynika z przytoczonych zależności, na skutek skokowych zmian zmiennej konduktancji $g(t)$ (funkcja schodkowa) można jedynie modelować G jako funkcję odcinkami liniową.

3. Praktyczny układ modelujący

W praktyce zachodzi najczęściej konieczność realizacji zależności:

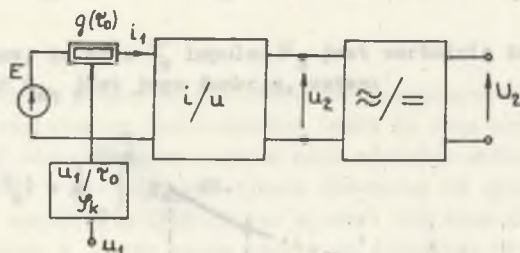
$$u_2 = f(u_1) \quad (6)$$

Korzystając z dwójnika przedstawionego na rys. 1 można to osiągnąć w dwu układach przedstawionych blokowo na rysunkach 5 i 6.



Rys. 5

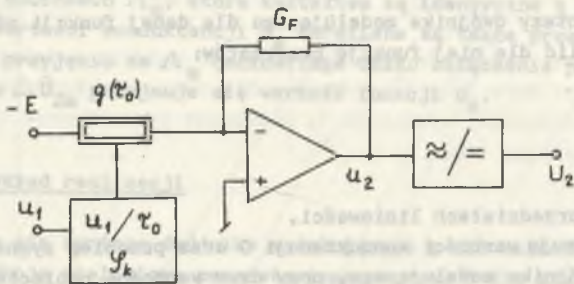
Ze względów praktycznych łatwiejszy do wykonania jest układ z rys. 6, który w wersji ze wzmacniaczem operacyjnym jako przetwornikiem prąd-napięcie (i/u) przedstawiony jest na rys. 7. Bloki (u_1/τ_0 , φ_k) są przetwornikami wartości napięcia na czas trwania impulsu wytwarzającym zsynchronizowane z okresem T funkcje sterujące φ_k . Blok $\approx/=$ jest filtrem uśredniającym.



Rys. 6

W układzie tym napięcie wyjściowe wynosi:

$$u_2 = \frac{g(\tau_0)}{G_F} E. \quad (7)$$



Rys. 7

Uwzględniając wzór (1) mamy:

$$u_2 = \frac{E}{G_F} \left[\varphi_0 (G_0 + \sum_{k=1}^n G_k \varphi_k) \right]. \quad (8)$$

Wartość średnia napięcia wyjściowego wynosi:

$$\bar{u}_2 = \frac{E}{G_F} \frac{1}{T} \int_0^{\tau_0} g(t) dt = \frac{E}{G_F} \bar{G}(\tau_0) \quad (9)$$

Uwzględniając, że τ_0 jest funkcją u_1 , otrzymujemy

$$\bar{u}_2 = \frac{E}{G_F} \bar{G}(u_1). \quad (10)$$

Zakładając, że wartości u_{1max} odpowiada $\tau_0 = T$, na podstawie wzoru (5) otrzymuje się:

$$\bar{u}_2 = \frac{E}{G_F} \cdot \frac{1}{T} \sum_{m=1}^{l+1} \int_{\lambda_{m-1}}^{\lambda_m} (\sum G_k \varphi_k) dt, \quad (11)$$

przy założeniu że $G_0 = 0$.

4. Synteza dwójnika RS dla danej funkcji nieliniowej

Aby dokonać syntezy dwójnika modelującego dla danej funkcji nieliniowej (6), należy określić dla niej funkcję przyrostów:

$$d = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} \quad (12)$$

w poszczególnych przedziałach liniowości.

Funkcja ta determinuje wartości konduktancji G oraz przebieg sygnałów sterujących φ dla dwójnika modelującego, przy czym wartości napięcia odpowiadające poszczególnym przedziałom Λ_m określa się przez przetwornik (u_1/τ_0), a zależą one od $u_{1\max}$. Funkcja ta pozwala jednocześnie na wiele różnych realizacji odpowiadających tej samej nieliniowości f .

Poniżej przedstawione są dwie metody realizacji: poprzez rozkład funkcji przyrostów d :

- a) pionowy
- b) poziomy

na sumę funkcji elementarnych, czyli $d = \sum_{m=1}^{l+1} d_m$.

Dla rozkładu a) zakłada się, że każdy sygnał sterujący φ_m różny jest od zera tylko w jednym z przedziałów $\Lambda_m = \lambda_m - \lambda_{m-1}$, co określa ich kształt, natomiast wartości konduktancji G_m w każdym z tych przedziałów można wyznaczyć z relacji (11), która przyjmuje postać:

$$\bar{U}_2 = \frac{E}{U_F} \cdot \frac{1}{T} \sum_{m=1}^{l+1} \lambda_m \int_{\lambda_{m-1}}^{\lambda_m} G_m \varphi_m dt \quad (13)$$

lub w wyniku addytywności wartości średnich:

$$\bar{U}_2 = \frac{E}{U_F} \cdot \frac{1}{T} \sum_{m=1}^{l+1} G_m \Lambda_m = \sum_{m=1}^{l+1} \Delta \bar{U}_{2,m} \dots \quad (14)$$

W jednym przedziale zachodzi zatem:

$$\Delta \bar{U}_{2,m} = \frac{E}{U_F} G_m \frac{\Lambda_m}{T}, \quad (15)$$

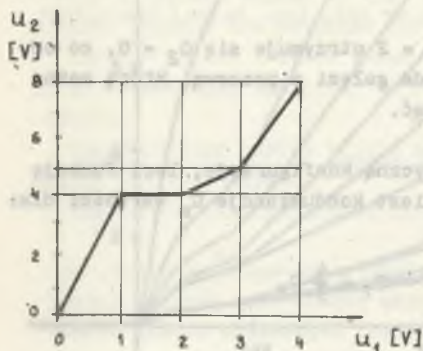
stąd oblicza się:

$$G_m = \frac{\Delta \bar{U}_{2,m}}{E} \cdot \frac{T}{\Lambda_m} G_F. \quad (16)$$

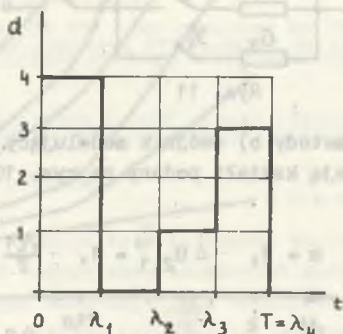
Metoda rozkładu poziomego b) prowadzi do funkcji d_m dwuwartościowych, lecz w różnych odcinkach Λ_m , które kształtem są identyczne z sygnałami sterującymi φ_m . Wartości konduktancji G_m określane są także przez relację (16), lecz przy przyjęciu za Λ_m całkowitego czasu załączenia przebiegu φ_m , natomiast za $\Delta \bar{U}_{2m}$ przyjmuje się wartość funkcji d_m .

5. Przykład realizacji

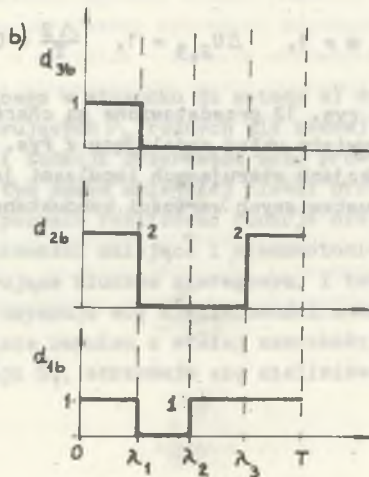
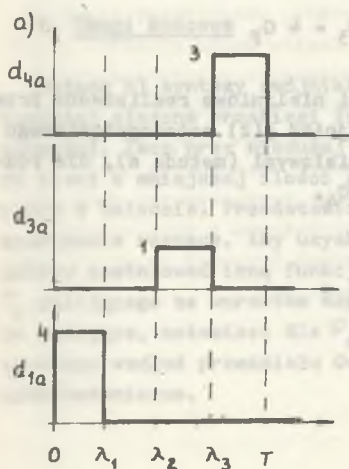
Zakłada się syntezę dwójnika modelującego g dla układu z rys. 7 modelującego funkcję nieliniową przedstawioną na rys. 8 dla zakresu napięć $u_1 = (0 \div 4)V$ oraz $u_2 = (0 \div 8)V$ o czterech przedziałach liniowych.



Rys. 8



Rys. 9



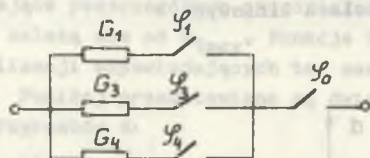
Rys. 10

Na rys. 9 przedstawiona jest funkcja przyrostów d odniesiona do okresu T odpowiadającego wartości $u_{1\max}$, stąd: $\frac{\Delta^m}{T} = 0,25$.

Rozkłady funkcji d według metody pionowej i poziomej przedstawione są na rys. 10a i rys. 10b.

Zakładając $E = 1$ V, otrzymuje się dla metody a) dwójnik modelujący pokazany na rys. 11, przy czym funkcje sterujące kluczami mają kształt taki jak d_{KA} , lecz o zmniejszonej wysokości 1, natomiast konduktancje G_m mają wartości zgodne z relacją (16):

$$G_m = 4 \Delta U_{2,m} G_F, \quad (17)$$



Rys. 11

czyli:

$$G_1 = 16 G_F, \quad G_3 = 4 G_F, \quad G_4 = 12 G_F.$$

Dla $m = 2$ otrzymuje się $G_2 = 0$, co odpowiada gałęzi z przerwą, którą można pominąć.

Dla metody b) dwójnik modelujący ma identyczną konfigurację, lecz funkcje ψ_k mają kształt podany na rys. 10b, natomiast konduktancje G_m wartości dla:

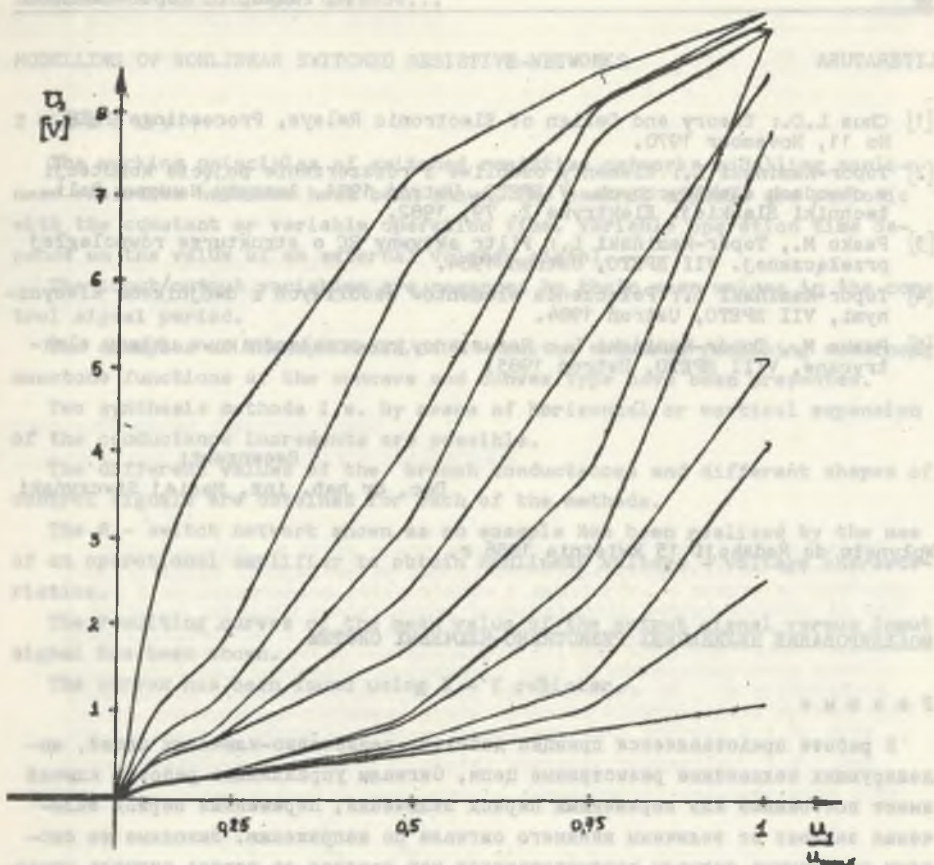
$$m = 1, \quad \Delta U_{2,1} = 1, \quad \frac{\Delta 1}{T} = 0,75 \rightarrow G_1 = \frac{4}{3} G_F$$

$$m = 2, \quad \Delta U_{2,2} = 2, \quad \frac{\Delta 2}{T} = 0,5 \rightarrow G_2 = 4 G_F$$

$$m = 3, \quad \Delta U_{2,3} = 1, \quad \frac{\Delta 2}{T} = 0,25 \rightarrow G_3 = 4 G_F$$

Na rys. 12 przedstawione są charakterystyki nieliniowe realizowane przez rzeczywisty układ modelujący z rys. 7 dla dwójnika $g(t)$ czterogałęziowego o funkcjach sterujących impulsami jednoprzędziałowymi (metoda a), dla różnych ustawianych wartości konduktancji G_1 do G_4 .





Rys. 12

6. Uwagi końcowe

Metoda b) syntezy dwójnika modelującego w stosunku do metody a) daje bardziej złożone przebiegi funkcji sterujących φ_k różnych dla każdej nieliniowości, lecz przy niedużej zmienności funkcji przyrostów może prowadzić do sieci o mniejszej ilości gałęzi, a tym samym mniejszej ilości przełączników w układzie. Przedstawiony układ pozwala realizować funkcje nieliniowe monotonnie rosnące. Aby uzyskać nieliniowości malejące i niemonotoniczne, należy zastosować inną funkcję φ_0 sterującą kluczem szeregowym. I tak dla τ_0 malejącego ze wzrostem napięcia U_1 uzyskuje się nieliniowości monotonicznie malejące, natomiast dla φ_0 o kształcie impulsu o stałej szerokości, przesuwanego wzdłuż przedziału 0-T w funkcji U_1 , otrzymuje się nieliniowości niemonotoniczne.

LITERATURA

- [1] Chua L.O.: Theory and Design of Electronic Relays, Proceedings IEEE, No 11, November 1970.
- [2] Topór-Kamiński L.: Elementy osobliwe i rozszerzenie pojęcia komutacji w obwodach elektrycznych. V SPETO, Ustroń 1981. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej. Elektryka Z. 79, 1982.
- [3] Pasko M., Topór-Kamiński L.: Filtr aktywny RC o strukturze równoległej przełączanej. VII SPETO, Ustroń 1984.
- [4] Topór-Kamiński L.: Połączenia elementów osobliwych z dwójnikami klasycznymi, VII SPETO, Ustroń 1984.
- [5] Pasko M., Topór-Kamiński L.: Rezystancyjno-przełącznikowe układy elektryczne, VIII SPETO, Ustroń 1985.

Recenzent:

Doc. dr hab. inż. Maciej Siwczyński

Wpłynęło do Redakcji 15 kwietnia 1986 r.

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ РЕЗИСТИВНО-КЛЮЧЕВЫХ СИСТЕМ

Р е з ю м е

В работе представляется принцип действия резистивно-ключевых цепей, моделирующих нелинейные резистивные цепи. Сигналы управляющие работой ключей имеют постоянный или переменный период включения. Переменный период включения зависит от величины внешнего сигнала по напряжению. Выходные из системы переменные сигналы рассматриваются как среднее за период сигнала управляющего ключами. Даются примеры синтеза резистивно-ключевых цепей, опираясь на параллельной структуре резистивно-ключевых ветвей, реализующих нелинейные монотоничные функции - вогнутые и выпуклые. Синтез можно провести одним из двух способов путём вертикального или горизонтального разложения функций приростов проводимости. В каждом из них получается величина ветвенных проводимостей а также форма сигналов управляющих ключами. Примерно осуществлённый нелинейный резистивно-ключевой двухполюсник применяется между операционными усилителями с целью получения нелинейных характеристик типа напряжения - напряжение. Полученные результаты представлены в виде кривой средней величины выходного сигнала, который является функцией входного сигнала, полученного при помощи регистрирующего устройства.

MODELLING OF NONLINEAR SWITCHED RESISTIVE-NETWORKS

Summary

The working principles of switched resistive networks modelling nonlinear resistive networks have been shown. The control signals are periodic with the constant or variable operation time. Variable operation time depends on the value of an external voltage signal.

The input/output variables are regarded by their mean values in the control signal period.

The examples of the synthesis of R - switch networks realising nonlinear monotone functions of the concave and convex type have been presented.

Two synthesis methods i.e. by means of horizontal or vertical expansion of the conductance increments are possible.

The different values of the branch conductances and different shapes of control signals are obtained for each of the methods.

The R - switch network shown as an example has been realised by the use of an operational amplifier to obtain nonlinear voltage - voltage characteristics.

The resulting curves of the mean value of the output signal versus input signal has been shown.

The curves has been found using X - Y register.