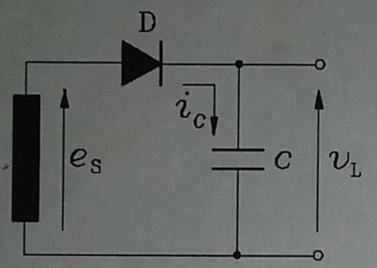
FILTRADO DE UNA ONDA PULSANTE

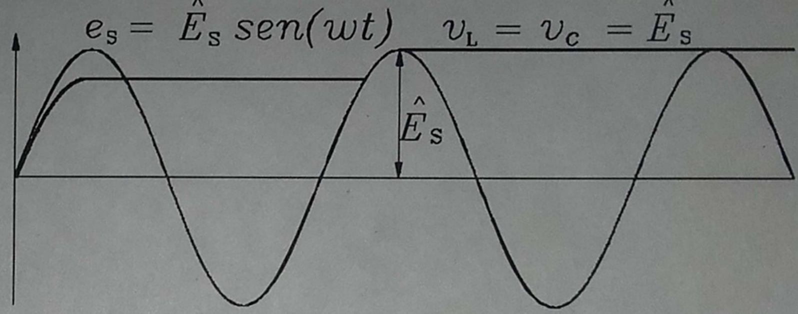
La onda alterna una vez rectificada presenta pulsaciones y en algunos casos dista bastante de ser una tensión continua. Por lo tanto será necesario, sobre todo en los rectificadores de elevado factor de ripple, disminuir dicha pulsación. Esto se logra conectando un capacitor en paralelo con la resistencia de carga (R_L) a la salida del rectificador.

Analizaremos el efecto de este capacitor sobre un rectificador monofásico de media onda.

El capacitor cumple la función de almacenar energía. Cuando la tensión polariza directamente al diodo, éste conduce una corriente. Parte de la misma circula por la $R_L(I_L)$ y parte carga al capacitor, el cual adquiere una $ddpp = \hat{E}_S$ y luego, cuando la tensión de polarización directa disminuye, el capacitor se descarga entregando energía a la R_L durante parte del semiciclo positivo y todo el semiciclo negativo; hasta que la tensión de polarización directa nuevamente supera a la tensión remanente del capacitor.

Circuito rectificador con capacitor en vacío

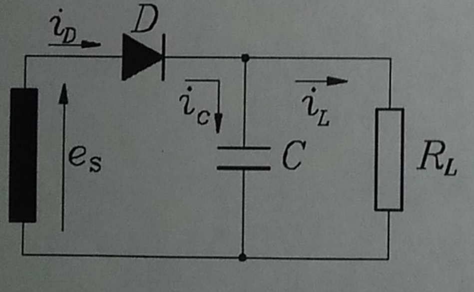


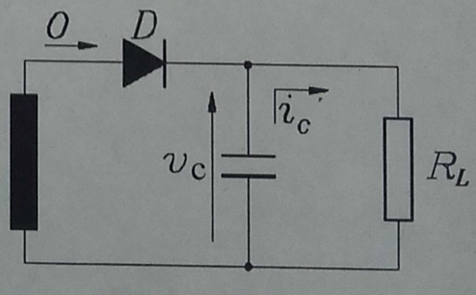


Bajo esta condición al completarse la carga del capacitor la tensión se mantiene constante e igual al valor máximo, ya que al no existir resistencia de carga ($R_L = \infty$) el capacitor no puede descargarse.

Nota: La carga del capacitor, si inicialmente estaba descargado, puede llevarle uno o mas ciclos, dependiendo ello de la constante de tiempo capacitiva ($\tau_C = R.C$) y de la frecuencia f.

Circuito rectificador con capacitor y en carga:





Considerando un transformador y diodo ideales.

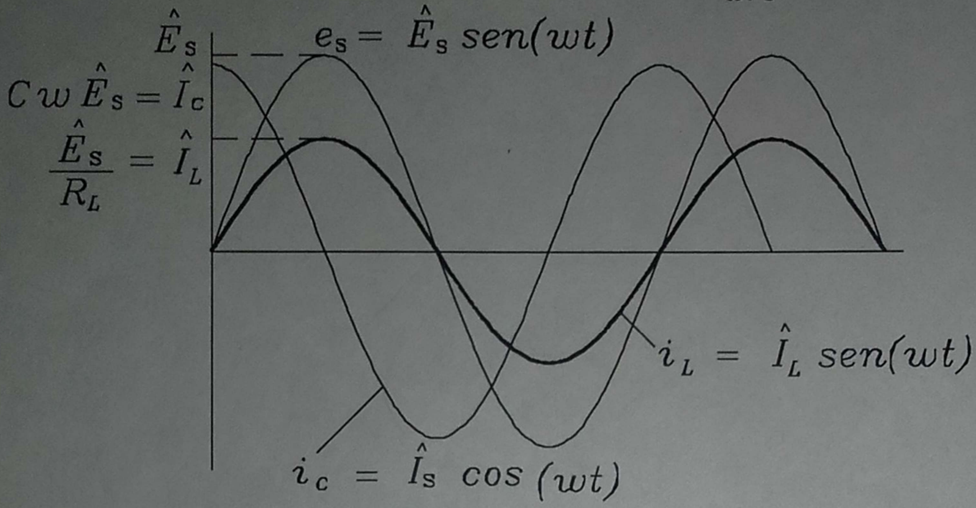
Sea la FEM aplicada, del secundario del transformador igual a: $e_S = \hat{E}_S . sen(\theta)$; $\theta = \omega t$

El capacitor se supone descargado en el instante t=0, cargándose progresivamente a partir de dicho instante, resultando las siguientes intensidades:

A través de la resistencia de carga R_L: $$i_L = \frac{\hat{E}_S}{R_L}.\,\mathrm{sen}(\omega t) = \hat{I}_L.\,\mathrm{sen}(\omega t)$$

De carga del capacitor: $$i_C = C.\frac{de_S}{dt} = C.\frac{d(\hat{E}_S.\,\mathrm{sen}\,\omega t)}{dt} \Rightarrow i_C = E_S.C.\omega\cos\omega t$$

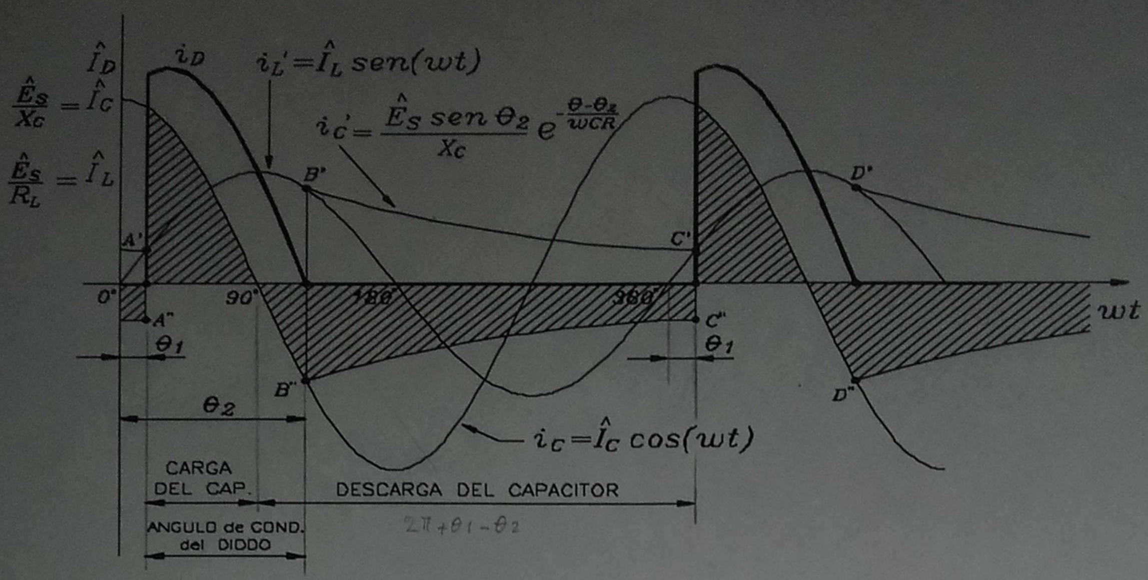
pero como: $$\hat{E}_S.c.\omega = \frac{\hat{E}_S}{\frac{1}{\omega.C}} = \frac{\hat{E}_S}{X_C} \Rightarrow i_C = \frac{\hat{E}_S}{X_C}.\cos(\omega t)$$

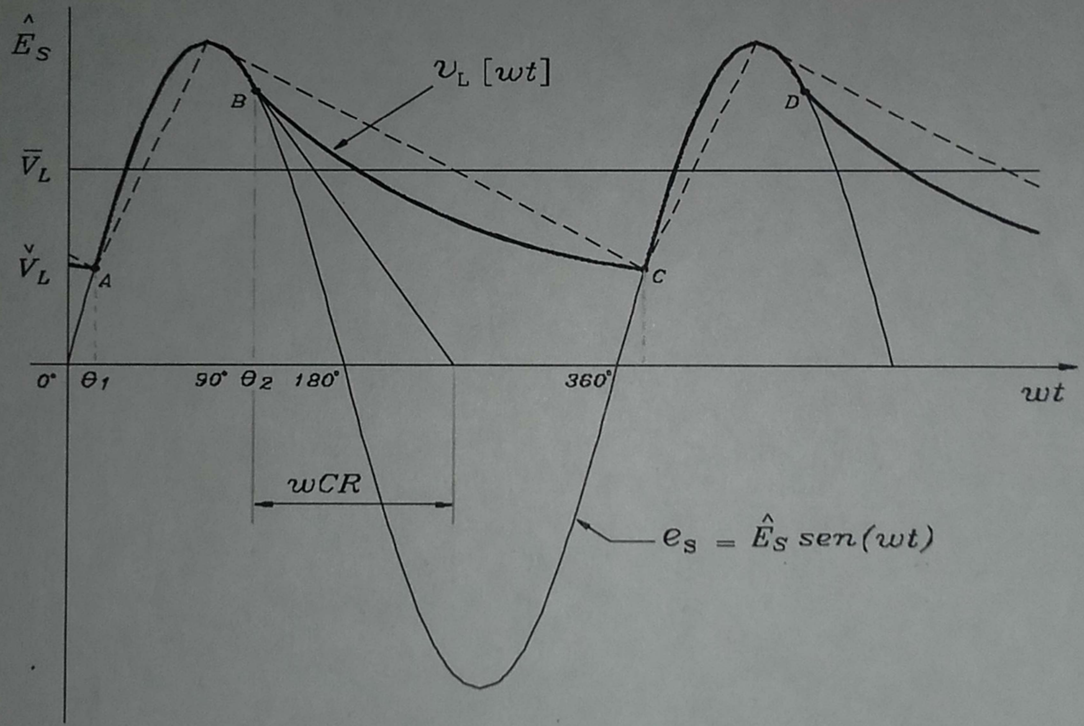


Con el rectificador obtendremos una corriente a través del mismo igual a:

$$i_D = i_L + i_C = \frac{\hat{E}_S}{R_L}.\,\mathrm{sen}(\omega t) + \frac{\hat{E}_S}{X_C}.\cos(\omega t)$$

Durante la conducción ($v_L = R_L.i_L = e_S$), la tensión en bornes de R_L es senoidal, pero en el instante en que esta cesa (bloqueo del diodo); el capacitor se descarga sobre R_L, y la tensión en bornes de R_L se transforma en exponencial.





La conducción del diodo cesa cuando la pendiente de la recta tangente a la senoide y a la exponencial coinciden, esto ocurre en un único punto (B y B') al que le corresponde el ángulo θ_2. Para calcular dicho punto hacemos

$$i_D = 0 \Rightarrow \frac{\hat{E}_S}{R_L}\text{sen }\theta_2 + \hat{E}_S \cdot C \cdot \omega \cdot \cos\theta_2 \Rightarrow \frac{\hat{E}_S}{R_L}\text{sen }\theta_2 = -\hat{E}_S \cdot C \cdot \omega \cdot \cos\theta_2$$

$$\Rightarrow \frac{\text{sen }\theta_2}{\cos\,\theta_2} = \text{tg}\,\theta_2 = -\omega \cdot C \cdot R_L \Rightarrow \boxed{\theta_2 = \text{arctg}\left(-\omega C R_L\right)}$$

Este ángulo será levemente superior a 90º.
Durante la descarga del capacitor (D bloqueado), la tensión del capacitor v_C que ahora pasa a ser igual que v_L vale:

$$v_C = R_L \cdot i_{C'} = \hat{E}_S\,\text{sen }\theta_2 \cdot e^{-\frac{2\pi-\theta_2+\theta_1}{\omega \cdot C \cdot R_L}}$$

El diodo empezará a conducir nuevamente en el punto (C y C') de intersección de la exponencial con la senoide.

$$\hat{E}_S \operatorname{sen}\theta_2 \cdot e^{\frac{2\pi-\theta_2+\theta_1}{\omega C \cdot R_L}} = \hat{E}_S \operatorname{sen}(2\pi+\theta_1)$$

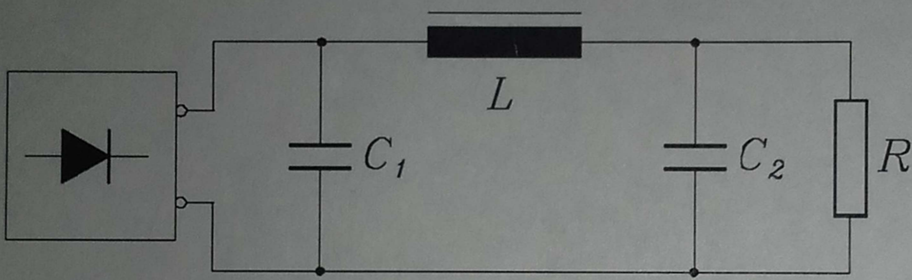
De donde:

$$\boxed{\mathbf{sen}\,\theta_1 = \mathbf{sen}\,\theta_2 \cdot \mathbf{e}^{-\frac{2\pi-\theta_2+\theta_1}{\omega \cdot C \cdot R_L}}}$$

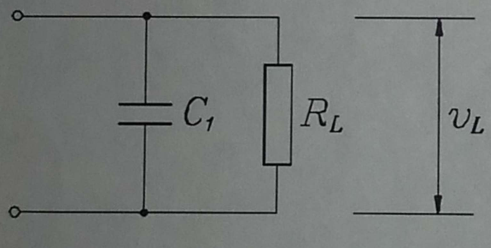
El valor de θ_1 se obtiene por aproximaciones sucesivas o gráficamente.

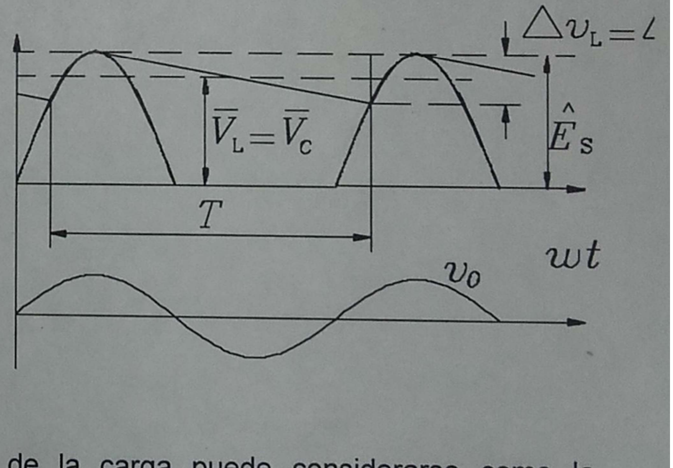
<u>Nota</u>: Como se puede observar, el ángulo de conducción del diodo $(\theta_2 - \theta_1)$, disminuye con el aumento de capacidad y al mismo tiempo crecen los picos de corriente $\hat{I}_C \to \hat{I}_D$

Para mejorar la forma de onda de la corriente rectificada es preciso insertar un filtro entre R_L y los bornes de salida del rectificador (K y L). Este filtro es del tipo "pasa - bajos" y está constituido por una inductancia y dos capacitores.



a) Funcionamiento del filtro $(R_L - C_1)$





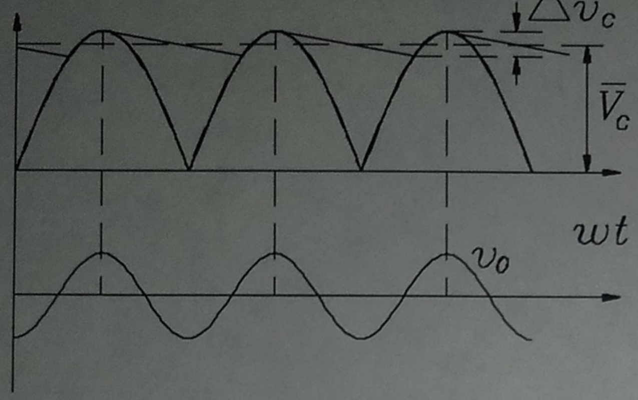
Como se ha visto la tensión en bornes de la carga puede considerarse como la superposición de una tensión continua $\overline{U}_C$ y de una ondulación cuya frecuencia es la de línea para media onda.

Sustituyamos, para simplificar, esta ondulación por una tensión senoidal v_0 de igual frecuencia que evolucione entre los mismos valores máximo y mínimo. Admitamos también que el tiempo de descarga del capacitor es sensiblemente igual al período T (para una alternancia). Finalmente podemos considerar que la corriente se mantiene en un valor sensiblemente constante e igual a su valor medio $\overline{I}_C$.

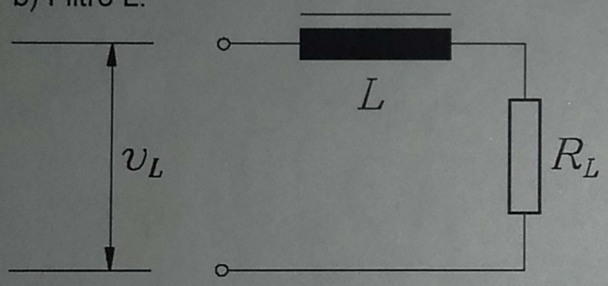
Así, en el caso de una alternancia (fig.A), tenemos que: $\Delta q = i \cdot \Delta t \cong \bar{I}_C \cdot T = C_1 \cdot \Delta v_C$

Sea V_0 el valor eficaz de tensión senoidal de ondulación: $\Delta v_C = 2 \cdot V_0 \cdot \sqrt{2}$

Como $T = \dfrac{1}{f}$ se tendrá: $\mathbf{V_0 \cong \dfrac{\bar{I}_C}{2 \cdot f \cdot C_1 \cdot \sqrt{2}}}$ y para doble alternancia: $V_0 \cong \dfrac{\bar{I}_C}{4 \cdot f \cdot C_1 \cdot \sqrt{2}}$



b) Filtro L:



La corriente contínua pasa libremente a través de la inductancia de la cual despreciamos su resistencia, y por aplicación del principio de superposición, todo pasa como si la tensión senoidal V_0 fuera la única tensión relmente aplicada en los bornes de entrada de esta segunda etapa.

La impedancia de C_2 a la frecuencia de la tensión de ondulación, es siempre muy pequeña con respecto a la resistencia R $\left(\dfrac{1}{2\pi f C_2} << R\right)$, lo cual permite admitir, sin error apreciable, que la corriente de ondulación que atraviesa la inductancia y la capacidad es la misma.

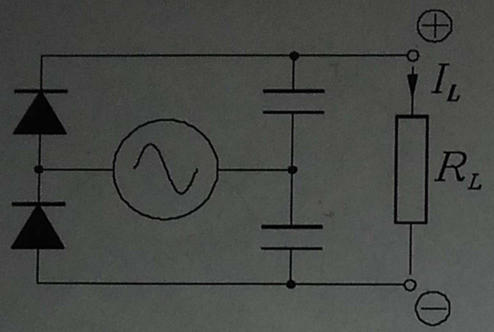
Si llamamos a la tensión de ondulación de salida, se puede escribir que:

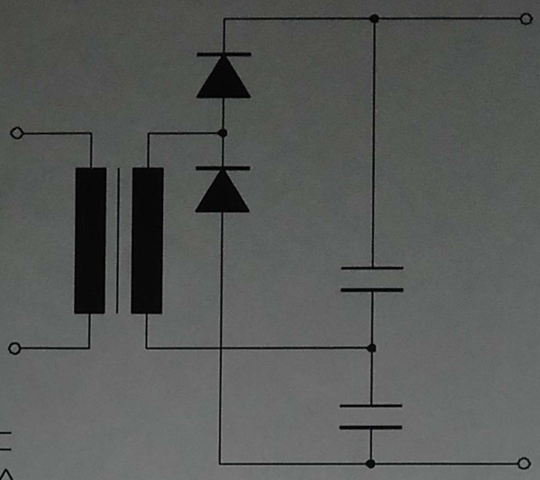
$$\frac{V_0'}{V_0} = \frac{\dfrac{1}{\omega C_2}}{\omega L_2 - \dfrac{1}{\omega C_2}} = \frac{1}{\omega^2 L_2 C_2 - 1}$$

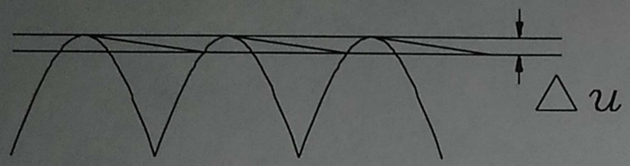
en la práctica $\omega^2 L_2 C_2 >>$ $\Rightarrow$ $\boxed{\mathbf{\dfrac{V_0'}{V_0} \cong \dfrac{1}{\omega^2 L_2 C_2 - 1}}}$

En el caso de que el filtrado no sea suficiente se puede agregar una segunda célula L (filtro π).

CONEXION DUPLICADORA DE GREINACHER O DE LATOUR



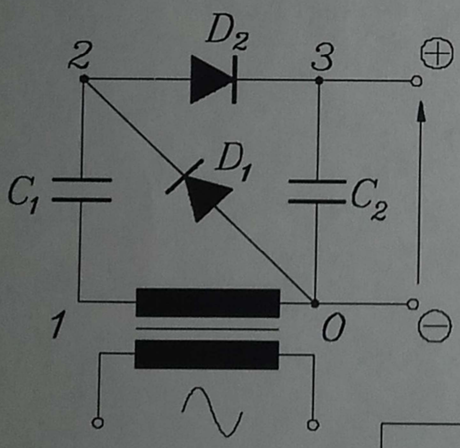


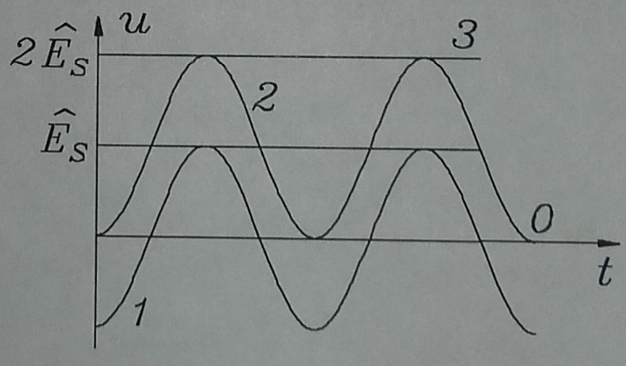


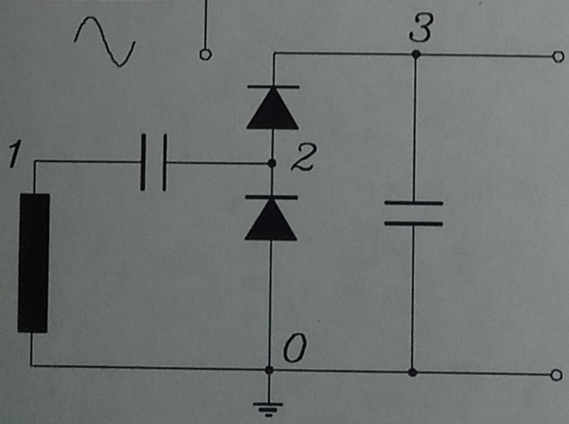
La ondulación resultante tiene una amplitud: $\Delta u \cong \dfrac{I_L}{2\pi f C}$

No admite la puesta a tierra simultanea de la alta tensión contínua y de un extremo del secundario.

CONEXION DUPLICADORA DE VILLARD O DE SCHENKEL







Carece del inconveniente anterior.

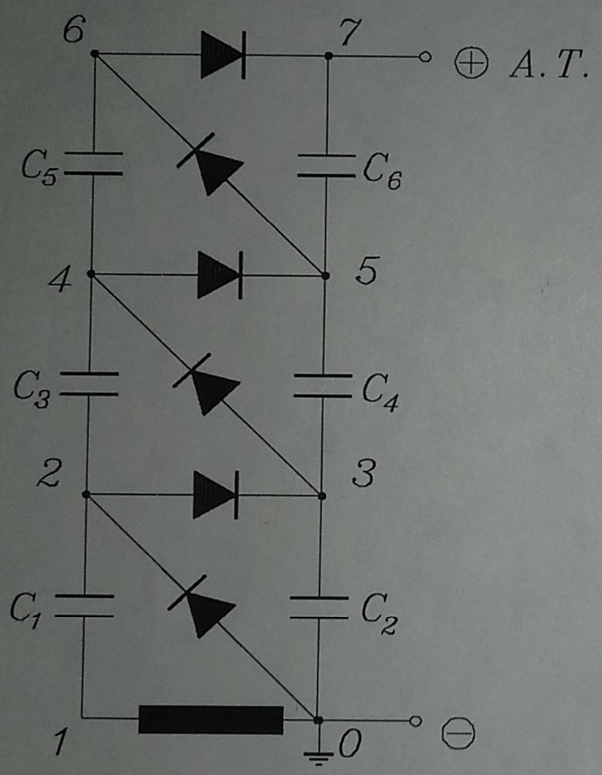
El capacitor C_1 de carga durante un semiciclo hasta $\hat{E}_S$ a través del rectificador D_1, en tanto que el C_2 no recibe carga porque D_1 y D_2 practicamente lo cortocircuitan. Durante el semiciclo siguiente la tensión de C_1 se suma a la secundaria y como D_1 no conduce, C_2 se carga a través de D_2 hasta $2 \cdot \hat{E}_S$ que representa a la vez la inversa máxima de D_1.

En el 3º semiciclo, D_1 cortocircuita nuevamente los puntos 0 y 2, pero D_2 que soporta la tensión máxima $2 \cdot \hat{E}_S$ del capacitor C_2, impide que este se descargue, y la tensión contínua en vacío resulta constante e igual a $2 \cdot \hat{E}_S$.

Cabe señalar todavía, con vistas a la próxima conexión que trataremos, que la tensión entre 0 y 2 fluctúe senoidalmente entre 0 y $2 \cdot \hat{E}_S$, valores que corresponden respctivamente a los semiciclos de conducción y de bloqueo de D_1, y a los instantes en que la tensión secundaria es máxima negativa (-) (punto 0 mayor potencial que punto 1) y positiva (+) (punto 0 menor potencial que punto 1). Aplicación en rayos X.

<u>Conexión multiplicadora por escalones</u> : (Acelerador de protones de Cockroft y Walton**)**

Cada escalón es una conexión dulicadora de Schenkel que alimenta a la siguiente.



Explicaremos el funcionamiento suponiendo el primer escalón cargado. Al producirse el valor de cresta de la tensión secundaria en el punto 2 tiene el potencial del punto0, es decir, 0 [V], al propio tiempo el punto 4 adquiere el potencial del punto 3 ($2 \cdot \hat{E}_S$) y a los bornes de C_3 queda aplicada una tensión $2 \cdot \hat{E}_S$. Cuando la tensión secundaria pasa por el valor de cresta (+), momento en que los potenciales de los puntos 2 y 4 valen $2 \cdot \hat{E}_S$ y $4 \cdot \hat{E}_S$ respectivamente, el punto 5 toma el potencial $4 \cdot \hat{E}_S$ correspondiente al punto 4 y por lo tanto se aplica la tensión $2 \cdot \hat{E}_S$ al capacitor C_4, de este modo puede demostrarse que a cada capacitor de la derecha le queda aplicada una tensión constante igual a $2 \cdot \hat{E}_S$. Por lo tanto en la marcha en vacío la tensión continuaq total será n veces la de cada escalón, es decir $2 \cdot n \cdot \hat{E}_S$.

En todos los capacitores de la izquierda, excepto el primero (C_1), la tensión tiene una fluctuación de $2 \cdot \hat{E}_S$. En el primero, en cambio, varía solamente de 0 a $\hat{E}_S$, razón por la cual se lo hace de doble capacitancia para evitar que tome menos carga que el resto.

Durante la marcha en carga la tensión continua experimenta una caída ΔU y aparece a la vez una ondulación de amplitud Δu, las cuales si todos los capacitores son iguales valen respectivamente:

$$\Delta U \cong \left(4n^3 + 3n^2 + n\right)\frac{I}{6 \cdot f \cdot C} \quad \text{y} \quad \Delta u \cong \left(n^2 + n\right)\frac{I}{4 \cdot f \cdot C}$$ donde n = Nº de escalones

Si C_1 tiene doble capacitancia la caída resulta aproximadamente:

$$\Delta V \cong \frac{2}{3} n^3 \frac{I}{f \cdot C} = 4n^3 \frac{I}{6 \cdot f \cdot C}$$

Según se observa ambas magnitudes son inversamente proporcionales a la frecuencia. De allí que sean usuales tensiones y corrientes de hasta 500 Hz.

Con tensión alterna del orden de los 100 kV eficaces pueden generarse con esta conexión facilmente tensiones continuas de 1500 a 2000 kV con 5 a 7 escalones. El valor de los capacitores que se utilizan oscila entre 0,01 y 0,02 μF. Se aplican como generadores de impulsos de AT para ensayar aislaciones.

El aspecto de estos generadores es el de dos columnas en las que alternan polos aisladores y capacitores, y brazos transversales desmontables que contienen a los rectificadores los cuales se invierten e invierten la polaridad.

Realizado por : Ing. Héctor Aníbal AYMERICH
Tec. Irene STEINMANN

Año 1995
ELECTRONICA I
DEPARTAMENTO DE ELECTRICIDAD
ESCUELA INDUSTRIAL SUPERIOR