

# A kisebbségi töltéshordozók életidejének figyelembevétele a varaktoros frekvenciasokszorozók tervezésénél

ETO 613.83:519.14:621.372.5

Ismeretes az a tény, hogy a mai mikrohullámú technika egyik jellegzetessége a félvezető eszközök nagymértékű elterjedése. A mikrohullámú technikában a varaktor diódák különösen jelentős szerepet töltenek be. A varaktoros frekvenciasokszorozók működésével foglalkozó irodalmi publikációk száma is az alkalmazásuk jelentőségére mutat.

Az utóbbi években a varaktorok között gyakran találkozhatunk „step-recovery”, „punch-through”, „bimode” elnevezésekkel. Ezekre a varaktorokra jellemző, hogy a kapacitásuk alig függ a zárófeszültségtől. Ennek ellenére ezen varaktorokkal működő frekvenciasokszorozók teljesítmény, teljesítményfüggés, bizonyos esetekben a hatásfok szempontjából lényegesen felülmúlják a feszültségtől függő kapacitású varaktorokkal megépített frekvenciasokszorozókat.

Ebben jelentős szerepet játszik az a tény, hogy akkor amikor a varaktor diódán keresztül vezetési áram folyik, a p-n átmenet közelében, a véges rekombinációs idő miatt, tárolt töltések képződnek. Amennyiben a diódát vezérlő feszültség záróirányúvá válik, e tárolt töltés miatt az áram nem szűnik meg, hanem záró irányúvá válik és addig folyik, míg a tárolt töltés kimerül. A „step-recovery” varaktorra jellemző, hogy a záróirányú vezetési áramának megszűnése hirtelenül megy végbe.

A frekvenciasokszorozó analízise szempontjából nagy jelentőségű a varaktor modelljének megválasztása. Ebből a szempontból a szakirodalomban néhány jól megfigyelhető tendencia érvényesül. A varaktor legegyszerűbb modellje a feszültségtől függő kapacitás. E modell segítségével kapott eredmények (összehasonlítva a megvalósított áramkörök eredményeivel), több vonatkozásban, főleg a feldolgozható teljesítmény szempontjából nem bizonyultak helyesnek. A kapott teljesítmények általában 2–4-szer kisebbek, mint a gyakorlatban kapott értékek. Ez a különbség már olyan nagy, hogy a modell finomítását követeli meg.

A varaktor bonyolultabb és a gyakorlatban előforduló üzemmódokhoz közelebb álló modellje olyan feszültségtől függő kapacitás, mely értéke véges a bemenő frekvenciának megfelelő periódus idejének egy részében és végtelen a másik részében (forward-driven mode). Ezt a modellt kisebb vagy nagyobb eltérésekkel használják, lásd a [1], [2], [3], [4], [5] publikációkban. A kapott eredmények a gyakorlatban gyakran előforduló feltételek mellett jobban közelítők, mint az előző egyszerű modell esetén. A modell hiányossága azonban abban van, hogy a kisebbségi töltéshordozók életidejét (lifetime) végtelen nagyra tételezi fel, és így elvileg nem tesz

különbséget varaktorok között a töltéstárolási tulajdonságuk szempontjából, hanem mindegyik varaktort ebből a szempontból ideálisnak tekint. Ilyen idealizálás a varaktor megválasztásánál megfosztja a tervezőt e tulajdonságok figyelembevételétől.

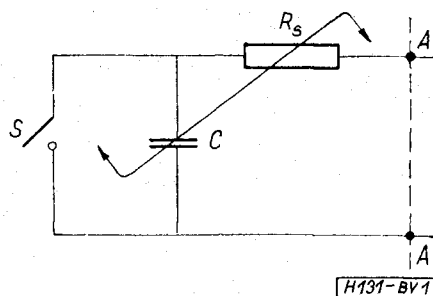
Az első olyan munka, melyben a kisebbségi töltéshordozók életidejének hatása figyelembe van véve [6], olyan leegyszerűsített áramköri modellt alkalmazott, hogy a kapott eredmények csak elvi jelentőségűek voltak. Ebben a munkában a frekvenciasokszorozást nem a kapacitásváltozásnak tulajdonították és a varaktoron átfolyó áramot nem önkényesen vették fel.

Az említett hiányosságok megszüntetésére egy új bonyolultabb modell [7] segítségével figyelembe lehet venni a kisebbségi töltéshordozók életidejét és a varaktor feszültségtől függő kapacitásnak hatását. E modell sajátossága abban van, hogy a varaktoron átfolyó áramra bizonyos feltételeket szab, melyekből levezetett egyenletrendszer meghatározza a varaktoron átfolyó lehetséges áramokat.

E munka célja felhasználni a fent említett modellt megvizsgálni a kisebbségi töltéshordozók életidejének hatását a varaktoros frekvenciasokszorozó elektromos paramétereire.

## 1. A varaktor modellje

Az alkalmazott varaktor modell részletes leírását az olvasó megtalálhatja [7] publikációban. Itt csak röviden összefoglaljuk a modell főbb jellemzőit. Az 1. ábrán levő varaktort helyettesítő hálózatának



1. ábra. A varaktor ekvivalens hálózata

A – A kapcsain folyó áram az egyenáramra normalizált alakja az alábbi

$$i(x) = 1 + \sum_{k=1}^N I_k \sin(kx + \varphi_k). \quad (1)$$

Az áram  $I_k$  relatív amplitúdóit és  $\varphi_k$  fázisait az

alábbi egyenletek és egyenlőtlenségek határozzák

$$1 + \sum_{k=1}^N I_k \sin \varphi_k = 0 \quad (2a)$$

$$\sum_{k=1}^N k I_k \cos \varphi_k = 0 \quad (2b)$$

$$x_0 \left( 1 - e^{-\frac{x_1}{x_0}} \right) + \sum_{k=1}^N \frac{I_k}{k} \frac{1}{1 + (kx_0)^2} \left\{ kx_0 [\sin(kx_1 + \varphi_k) - e^{-\frac{x_1}{x_0}} \sin \varphi_k] - (kx_0)^2 [\cos(kx_1 + \varphi_k) - e^{-\frac{x_1}{x_0}} \cos \varphi_k] \right\} = 0 \quad (2c)$$

$$2\pi - x_1 = \sum_{k=1}^N \frac{I_k}{k} [\cos \varphi_k - \cos(kx_1 + \varphi_k)] \quad (2d)$$

$$1 + \sum_{k=1}^N I_k \sin(kx_1 + \varphi_k) \leq 0 \quad (2e)$$

$$x - 2\pi + \sum_{k=1}^N \frac{I_k}{k} [\cos \varphi_k - \cos(kx + \varphi_k)] \leq 0; \quad x \in [x_1, 2\pi] \quad (2f)$$

A fenti egyenletekben az alábbi jelölések vannak alkalmazva:

$$x_0 = \omega\tau. \quad (3)$$

A  $\tau$  a kisebbségi töltéshordozók effektív életideje.

Az  $i(x)$  áram két komponensből áll.

A két áramkomponens soha sem folyik egy időben. Az  $x$  fázisszög a következő

$$x = \omega.t \quad (4)$$

A vezetési komponens  $[0, x_1]$  fázisszakaszon (folyási szög) folyik. A kapacitív áram  $[x_1, 2\pi]$  fázisszakaszon folyik.

A vezetési áram alatt az  $S$  kapcsoló (1. ábra) zárva van és a  $C$  feszültségtől függő kapacitáson levő feszültség  $\Phi$  kontaktpotenciállal egyenlő. A kapacitív áramkomponens a  $C$  kapacitáson át folyik akkor amikor az  $S$  kapcsoló nyitva van. A kapacitív áram alatt  $C$ -n levő feszültség kisebb a kontaktpotenciálnál vagy legfeljebb vele egyenlő. A  $C$ -n levő normalizált feszültség az alábbi alakú

$$u(x) = \begin{cases} [-BQ_c(x)]^{\frac{1}{1-\gamma}} & x \in [x_1, 2\pi] \\ 0 & x \in [0, x_1] \end{cases} \quad (5)$$

ahol

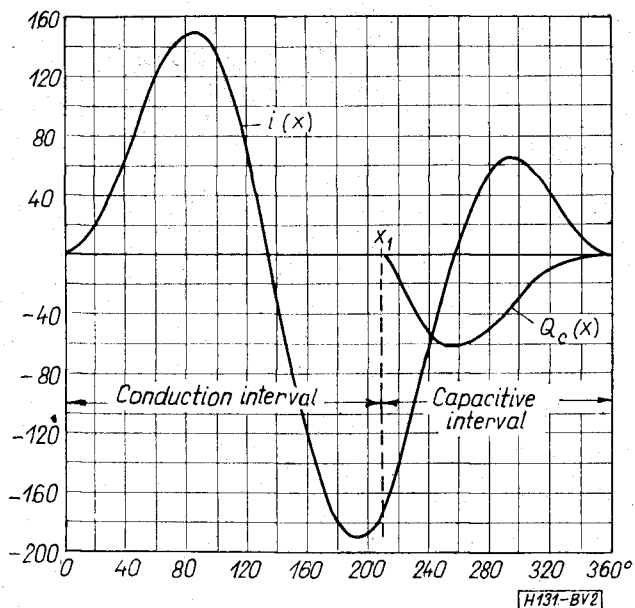
$$Q_c(x) = \int_{x_1}^x i(x) dx \quad (6)$$

$$B = \frac{i_0(1-\gamma)}{\omega C_{\min}(\Phi + V_B)} \quad (7)$$

$$u(x) = \frac{\Phi - v(x)}{\Phi + V_B} \quad (8)$$

A fenti összefüggésekben feltételeztük, hogy a  $C$  feszültségtől függő kapacitás az alábbi alakú

$$C = C_{\min} \left( \frac{\Phi - v(x)}{\Phi + V_B} \right)^{-\gamma} \quad (9)$$



2. ábra. A varaktoron átfolyó egy lehetséges áram és  $C$  kapacitáson levő  $Q_c(x)$  töltés alakja, ha  $\omega\tau = 50$ ,  $N = 2$ ,  $x_1 = 210^\circ$ .

A  $V_B$  a maximális záró irányú feszültség,  $\gamma$  non-linearitási tényező,  $\Phi$  kontaktpotenciál. Az  $i_0$  a varaktoron átfolyó egyenáram természetes egységében. Az  $u(x)$  a  $C$ -n levő feszültség normalizált alakja és az értéktartománya  $[0, 1]$ , mert a  $v(x)$  a  $C$ -n levő feszültség természetes egységében a  $\Phi$  kontaktpotenciál és  $V_B$  maximális zárófeszültség között változhat.

A 2. ábrán láthatjuk egy számítógéppel meghatározott lehetséges áramot hozzá tartozó  $Q_c(x)$ -a  $C$  kapacitáson levő relatív töltéssel. A  $0-210^\circ$  fázisszakaszon az  $S$  kapcsoló (1. ábra) zárva van és a varaktoron keresztül vezetési áram folyik. Ilyenkor a  $C$  kapacitáson levő feszültség  $\Phi$  kontaktpotenciállal egyenlő és a relatív töltés zérus. Az  $x_1=210^\circ$  pillanatban az  $S$  kapcsoló kinyílik és az  $A-A$  kapcsain folyó áram az  $S$  kapcsoló helyett a  $C$  kapacitáson folyik úgy, hogy az  $x_1=210^\circ$ -nél a  $C$  kapacitáson folyó áram kezdeti értéke megegyezik az  $S$  kapcsolón átfolyó áram befejező értékével és az  $A-A$  kapcsain folyó áram ebben a pontban folytonos. Az  $x_1=360^\circ$  fázisszakaszon a  $C$  kapacitás relatív töltése  $Q_c(x)$  negatív és a  $C$  kapacitás feszültsége kisebb, mint a kontaktpotenciál.

A lehetséges áramok az  $N$ -től függő dimenziójú halmazt alkotják. Az  $N=2$  esetén a számítógéppel elvégzett számítások szerint ez a halmaz egy dimenziós, az adott  $\omega\tau$  esetén (az adott  $x_1$ -hez egy lehetséges áram tartozik, a különböző  $x_1$ -hez különböző lehetséges áramok tartoznak).

Az  $N=3$  esetén az adott  $\omega\tau$ -hez két dimenziós lehetséges áramok halmaza tartozik és így tovább.

A varaktor modell eme tulajdonsága előnyös a számítógép számítási időigénye szempontjából. Ha a szokásos töltésvezérlés esetén a töltésnek nincsenek megszorítások, akkor például a frekvenciakétszerező esetén a töltést az alábbi összefüggés határozza.

$$q(x) = Q_0 + \sum_{k=1}^2 Q_k \cos(k\omega t + \varphi_k).$$

Ebben a legegyszerűbb esetben is, figyelembe véve, hogy  $Q_1/Q_0$ ,  $Q_2/Q_0$ ,  $q_2$  szabadon választhatók a lehetséges töltések halmaza három dimenziós a fent említett egy dimenzióval szemben.

2. A frekvenciasokszorozót helyettesítő hálózat

A varaktoros frekvenciasokszorozó általános áramköri felépítését a 3. ábrán láthatjuk. A  $P$ -passzív, lineáris, időinvariáns hálózat három kapocspárral rendelkezik. Az  $A-A$  kapocspárhoz a varaktor csatlakozik, a  $B-B$  kapocspárhoz a meghajtó generátor, a  $C-C$  kapocspárhoz pedig a sokszorozott frekvenciájú kimenő jel terhelése csatlakozik. A  $P$ -hálózat magában foglalja az esetleges „Idler” köröket is.

A stabil stacioner üzemmód esetében a frekvenciasokszorozóban a bemenő jel frekvencia egész számú többszörösének megfelelő áramok folynak, elegendő tehát, ha az áramkör viselkedését kizárólag ezeken a diszkrét frekvenciákon vizsgáljuk. A 3. ábrán levő frekvenciasokszorozó felharmonikusainak forrása, természetesen az  $A-A$  kapocspárhoz csatlakozó varaktor. Ebből következik, hogy a varaktoron átfolyó áramok, valamint a varaktoron levő feszültségek vizsgálatából nyerhető információ alapvető jelentőségű a frekvenciasokszorozó áramkör analízise szempontjából.

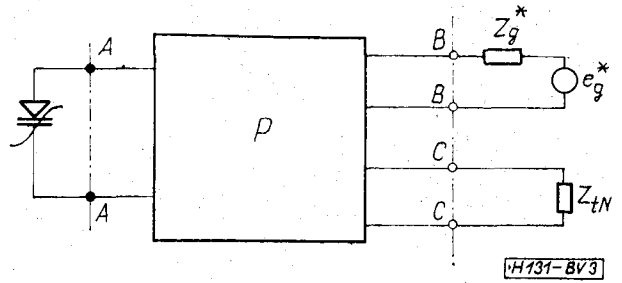
A varaktoron átfolyó áramok és a varaktoron levő feszültségek szempontjából a  $P$ -hálózat  $A-A$  kapocspárjának impedanciája (a varaktor felől nézve) döntő jelentőségű. Ebből kiindulva vizsgáljuk meg a 3. ábrán levő áramkör  $A-A$  kapocspárjától jobbra eső részének helyettesítő hálózatát. Mivel a frekvenciasokszorozóban csak konkrét frekvenciájú jelek vannak, a kérdéses hálózatot a 4. ábra szerinti hálózattal lehet helyettesíteni.

A 4. ábrán és az 5. ábrán külön is megrajzolt hálózati elem (rövidség kedvéért frekvencia elem) az alábbi tulajdonsággal rendelkezik:

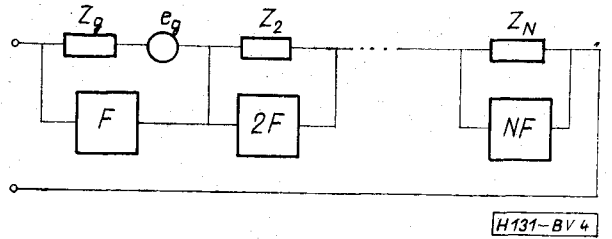
- a) ha az  $f$  frekvencia megegyezik az elem saját  $kF$ -frekvenciájával, akkor a frekvencia elem végtelen impedanciával rendelkezik,
- b) ha az  $f$  frekvencia nem egyezik az elem saját  $kF$ -frekvenciájával, akkor a frekvencia elem impedanciája zérus.

A fentiekből kitűnik, hogy a frekvencia elem tulajdonképpen végtelen jóságú tényezővel rendelkező párhuzamos rezgőkörrel egyenértékű. A 4. ábra többi jelölése szokásos áramköri jelölés. A helyettesítő hálózat szerint az  $A-A$  kapocspár impedanciáját valamely  $kF$  frekvencián a frekvencia elemekkel párhuzamosan kapcsolt impedanciák értékei egymástól függetlenül határozzák meg. Például a 4. ábrán levő áramkör impedanciája  $kF$  frekvencián  $Z_k$  impedanciával egyenlő. Ugyanakkor az  $F$  alappfrekvencián az áramkör az  $F$  frekvenciájú generátorral ekvivalens.

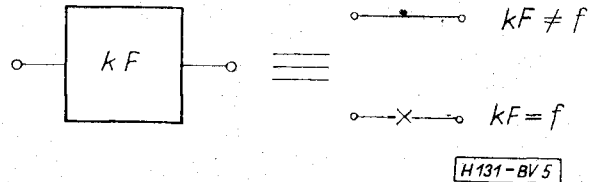
Meg kell jegyezni, hogy a helyettesítő hálózatban levő  $Z_N$  impedancia egyáltalán nem azonos a 3. ábrán levő  $Z_{IN}$  impedanciával. A kettő közti kap-



3. ábra. A frekvenciasokszorozó-áramkör általános felépítése



4. ábra. A frekvenciasokszorozó-áramkör lineáris részének helyettesítő hálózata



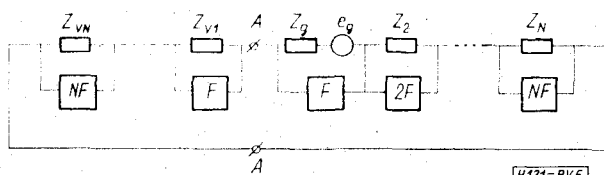
5. ábra. A frekvenciaelem tulajdonságai

csolatot a  $P$ -hálózat  $NF$  frekvenciájú tulajdonsága határozza meg. A  $Z_N$  impedancián disszipálódó teljesítménynek általában csak egy része kerül a  $Z_{IN}$  hasznos terhelő impedanciára. A veszteséget a  $P$ -hálózat  $NF$  frekvenciájú csillapítása határozza meg. Ezt a csillapítást általában méréssel vagy számítással meg lehet állapítani, tehát elvileg ismertnek tekinthető. Ennek figyelembevételével a frekvenciasokszorozó kimenő teljesítményét úgy határozhatjuk meg, hogy a  $Z_N$  impedancián disszipálódó teljesítményt lecsökkentjük a  $P$ -hálózat  $NF$  frekvenciájú csillapításának mértékével. Hasonlóképpen kiszámíthatjuk a frekvenciasokszorozó bemenő teljesítményét is. A 3. ábra  $A-A$  kapcsaitól balra levő varaktort a fentiekkel azonos topológiájú hálózattal lehet helyettesíteni a következő meggondolások alapján.

A lineáris és nemlineáris hálózatok összekapcsolása bizonyos elvi problémákat vet fel. A lineáris hálózatok leírására alkalmazott impedancia fogalma nem alkalmazható minden további nélkül a nemlineáris hálózatok leírására. Másrészt az impedancia fogalmának alkalmazása a lineáris hálózatokra sok ismert előnnyel jár e hálózatok tervezése és bemérése szempontjából. Ezért a lineáris és nemlineáris hálózatok csatlakozási helyén érdemes a nemlineáris hálózatot is impedanciákkal leírni. Ezt a következő módon elvégezhetjük.

Tételezzük fel, hogy ismerjük a nemlineáris hálózaton átfolyó áramot — pl. egy (2) egyenletrendszer segítségével kiszámított lehetséges ára-

mot —, amely természetesen különböző harmonikusokat tartalmaz. Az áram ismeretében kiszámíthatjuk a hálózatban levő feszültséget. Az utóbbiit Fourier-analízis segítségével meghatározhatjuk a feszültség harmonikusainak amplitúdóit és fázisait. Az áram és a feszültség harmonikusainak ismeretében minden egyes frekvencián külön-külön kiszámíthatjuk a nemlineáris hálózat impedanciáját, mintha az áram és a feszültség csak ezen a frekvencián létezne. Ez az eljárás formálisan azonos azzal, ahogy a  $P$  passzív, lineáris, időinvariáns hálózatot lezárásaival együtt helyettesítettük 4. ábrán levő hálózattal. A különbség formálisan csupán az, hogy míg a 4. ábrán levő hálózat különböző frekvencián mért impedanciái függetlenek a hálózatban átfolyó áramoktól (éppen a linearitás miatt), addig a nemlineáris hálózatot helyettesítő impedanciái nem függetlenek az áramtól. Az adott áram esetén, viszont a fent definiált impedanciák ugyanolyan létjogosultságúak, mint a lineáris hálózat különböző frekvencián mért impedanciái, amikor a lineáris hálózatban több frekvenciájú áram és feszültség lép fel. Ezt figyelembe véve a frekvenciasokszorozót az  $A-A$  kapocspáron helyettesítő hálózata a 6. ábrán látható. A helyettesítő



6. ábra. A frekvenciasokszorozót helyettesítő hálózat

hálózat  $Z_{v1}, Z_{v2}, \dots$  impedanciái azonosak az 1. ábrán levő varaktor hálózati modelljének helyettesítő impedanciáival.

A helyettesítő hálózat struktúrájából egy nagyon fontos tény állapíthatunk meg. A Kirchhoff-törvény értelmében a hálózat  $A-A$  (6. ábra) kapocstól jobbra levő részének feszültsége egyenlő kell, hogy legyen a hálózat  $A-A$  kapocstól balra levő részének feszültségével. Ez pedig csak úgy lehetséges, ha érvényes az alábbi egyenlet:

$$Z_{v_k} + Z_k = 0 \quad (10)$$

$K=2, 3, \dots, N$

A (10) egyenletből következőket vonhatjuk le:

1. A frekvenciasokszorozó áramai csak olyan áramok lehetnek, hogy a  $Z_{v_k}$  impedanciák valós részei negatívak,
2. Mivel a negatív valós részű impedanciához teljesítményleadás tartozik, a frekvenciasokszorozó áramai csak olyanok lehetnek, hogy a  $Z_{v1}$  impedancia valós része pozitív.

A fenti feltételek nem következnek közvetlenül a lehetséges áramokat meghatározó (2) egyenletrendszerből, hanem járulékos feltételeket jelentik a frekvenciasokszorozó áramkörök esetén.

### 3. Párhuzamosan kapcsolt feszültségtől függő kapacitás és töltésvezérelt kapcsoló helyettesítő impedanciáinak meghatározása

A lehetséges áramok ismeretében megoldva a (2) egyenletrendszert, felhasználva (5) és (6) összefüggéseket, kiszámíthatjuk a párhuzamosan kapcsolt feszültségtől függő kapacitáson és töltésvezérelt kapcsolón levő feszültséget. A gépi számolás módszereinek alkalmazása szempontjából célszerű a további összefüggéseket normalizált alakban felírni és ahhoz, hogy a hatványozás egyszerű legyen  $Q_c(x)$  helyett egy másik mindig pozitív mennyiséget definiálni az alábbi módon

$$F(x) = -Q_c(x). \quad (11)$$

A fenti relációt felhasználva az (5) képlet helyett kapjuk az

$$u(x) = \begin{cases} [BF(x)]^{\frac{1}{1-\gamma}}; & x \in [x_1, 2\pi] \\ 0; & x \in ([0, x_1]) \end{cases} \quad (12)$$

összefüggést.

Az  $u$  változó nulla és  $\xi$  pozitív érték között változik. Ha  $v = \Phi$  akkor  $u = 0$ , ha  $v = -V_{max}$ , akkor  $u = \xi$ . A  $\xi$  változót kivezérlési tényezőnek nevezzük. A teljes kivezérlés esetén, amikor  $V_{max} = V_B$ ,  $\xi = 1$ . Tehát

$$\xi = \frac{\Phi + V_{max}}{\Phi + V_B}. \quad (13)$$

A (12) és (13) összefüggésekből a  $B$  állandóra az alábbi egyszerű összefüggés adódik:

$$B = \frac{\xi^{1-\gamma}}{F_m}, \quad (14)$$

ahol  $F_m$  az  $F(x)$  függvény maximális értéke.

Írjuk fel az  $F(x)^{\frac{1}{1-\gamma}}$  függvényt Fourier sor alakjában

$$F(x)^{\frac{1}{1-\gamma}} = F_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (F_{kc} \cos kx + F_{ks} \sin kx), \quad (15)$$

ahol, mint ismeretes

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{x_1}^{2\pi} F(x)^{\frac{1}{1-\gamma}} dx \quad (16)$$

$$F_{kc} = \frac{1}{\pi} \int_{x_1}^{2\pi} F(x)^{\frac{1}{1-\gamma}} \cos kx dx \quad (17)$$

$$F_{ks} = \frac{1}{\pi} \int_{x_1}^{2\pi} F(x)^{\frac{1}{1-\gamma}} \sin kx dx. \quad (18)$$

Az  $F(x)^{\frac{1}{1-\gamma}}$  függvényt az alábbi célszerűbb alakban is felírhatjuk

$$F(x)^{\frac{1}{1-\gamma}} = F_0 + \sum_{k=1}^{\infty} F_k, \quad (19)$$

ahol

$$F_k = D_k \sin(kx + \varphi_k) + E_k \cos(kx + \varphi_k)$$

$$D_k = F_{kc} \sin \varphi_k + F_{ks} \cos \varphi_k \quad (20)$$

$$E_k = F_{kc} \cos \varphi_k - F_{ks} \sin \varphi_k$$

A (16), (17), (18) összefüggésekben az integrálást  $x_1$ -től végezzük, ami azt jelenti, hogy a kapott Fourier együtthatói olyanok, mint a következő függvény esetén

$$f(x) = \begin{cases} 0; & x \in [0, x_1] \\ F(x) \frac{1}{B^{1-\gamma}}; & x \in [x_1, 2\pi] \end{cases} \quad (21)$$

Ha ezt tekintetbe vesszük, akkor a (12) összefüggést figyelembe véve

$$\frac{u(x)}{B^{1-\gamma}} = F_0 + \sum_{k=1}^{\infty} F_k \quad (22)$$

Írjuk fel a  $C$  kapacitáson levő feszültséget az alábbi alakban

$$v = -V_0 + V_v$$

ahol  $-V_0$  a  $C$  kapacitáson (1. ábra) levő feszültség egyenkomponense,  $V_v$  pedig e feszültség váltóáramú komponense. Behelyettesítve a fenti kifejezést a (22)-be kapjuk

$$\frac{\Phi + V_0}{B^{1-\gamma}(\Phi + V_B)} - \frac{V_v}{B^{1-\gamma}(\Phi + V_B)} = F_0 + \sum_{k=1}^{\infty} F_k \quad (23)$$

A (23) összefüggés úgy fogható fel, hogy  $F_0$  a  $C$  kapacitáson levő feszültség egyenkomponensének relatív értéke, az  $F_k$  ennek a feszültségének  $k$ -ik frekvenciájú komponensének relatív értéke. A feszültség egység — ebben az esetben — az alábbi

$$V_* = B^{1-\gamma}(\Phi + V_B) = \frac{\xi}{F_m^{1-\gamma}}(\Phi + V_B) \quad (24)$$

Ha a (23) összefüggéssel definiált relatív feszültség értékének birtokában, tekintetben vesszük az (1) képlet által definiált áram relatív értékét, akkor a párhuzamosan kapcsolt feszültségtől függő kapacitás és töltésvezérelt kapcsoló helyettesítő impedanciák relatív értékeit a következő megfontolás alapján kapjuk meg:

- az impedancia ohmos része a feszültség ohmos összetevőjéből meghatározható,
- az impedancia reaktáns része a feszültség reaktáns összetevőjéből meghatározható,
- az impedancia előjelét a (23) kifejezésben levő mínusz előjel figyelembevételével kell meghatározni.

Tehát

$$Z_{dk} = R_{dk} + jX_{dk}; R_{dk} = -\frac{D_k}{I_k}; X_{dk} = -\frac{E_k}{I_k} \quad (25)$$

Az impedanciaegységet az alábbi kifejezés határozza meg:

$$z_* = \frac{\text{feszültségegység}}{\text{áramegység}}$$

Az áramegységet a (7) és (14) összefüggésekből állapíthatjuk meg az alábbi egyenlőségéből

$$\frac{I_*(1-\gamma)}{\omega C_{\min}(\Phi + V_B)} = \frac{\xi^{1-\gamma}}{F_m}$$

Így az áramegységet a következő képlet határozza meg:

$$I_* = \omega C_{\min}(\Phi + V_B) \frac{\xi^{1-\gamma}}{F_m(1-\gamma)} \quad (26)$$

Az áramegységből és a feszültségegységből kapjuk meg az impedanciaegységet

$$z_* = \frac{1}{\omega C_{\min}}(1-\gamma)\xi^\gamma F_m^{-\frac{\gamma}{1-\gamma}} \quad (27)$$

A fenti összefüggések segítségével az adott lehetséges áram, feszültség kivétel és varaktort meghatározó paraméterek mellett meghatározhatók a párhuzamosan kapcsolt feszültségtől függő kapacitás és töltésvezérelt kapcsoló helyettesítő impedanciái.

#### 4. A feszültségtől függő soros ellenállás helyettesítő impedanciáinak meghatározása

Az 1. ábrán levő varaktor ekvivalens hálózatának egyik eleme  $R_s$  feszültségtől függő soros ellenállás, mely értéke nem a rajta levő feszültségtől, hanem a  $C$  kapacitáson levő feszültségtől függ. Így ezt a soros ellenállást helyesebben feszültségvezérelt ellenállásnak lehetne nevezni. Mivel azonban a varaktor kis veszteségű elem, így az 1. ábrán levő  $A-A$  kapocs feszültsége nem sokkal különbözik a  $C$  kapacitáson levő feszültségtől. A további számításokban az  $R_s$  értékét a  $C$ -n levő feszültségtől függőnek tekintjük. Legyen  $R$  a soros ellenállás  $Z_*$ -ra normalizált értéke, tehát

$$R = \frac{R_s}{Z_*} \quad (28)$$

Mivel  $R$  a  $C$ -n levő feszültség egyértelmű függvénye felírhatjuk, hogy

$$R = f(v)$$

A  $v$  feszültség, viszont, az  $x$  fázisnak egyértelmű függvénye, tehát

$$R = R(x)$$

Mivel  $v$  az  $x$  fázis periodikus függvénye így az  $R$  szintén az  $x$  fázis periodikus függvénye, tehát elvileg Fourier-sorba fejthető. Írjuk fel  $R$ -t sor alakjában

$$R(x) = R_0 + \sum_{l=1}^{\infty} (R_{cl} \cos lx + R_{sl} \sin lx) \quad (29)$$

ahol

$$R_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} R(x) dx$$

$$R_{cl} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} R(x) \cos lx dx \quad (30)$$

$$R_{sl} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} R(x) \sin lx dx$$

Mivel az  $R_s$  ellenálláson az (1) összefüggés által definiált áram folyik, az  $R_s$ -en levő feszültség relatív értéke az alábbi

$$e(x) = i(x) R(x) = \\ = R_0 + R_0 \sum_{k=1}^N I_k \sin(kx + \varphi_k) + \sum_{l=1}^{\infty} (R_{cl} \cos lx + R_{sl} \sin lx) + \\ + \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} [I_k R_{cl} \cos lx \sin(kx + \varphi_k) + \\ + I_k R_{sl} \sin lx \sin(kx + \varphi_k)]. \quad (31)$$

A továbbiakban minket kizárólag az  $e(x)$  feszültség csak olyan frekvenciájú komponensei érdekelnek, melynek megfelelő frekvenciájú áramok folynak az ellenálláson. Ezt szem előtt tartva, felhasználva ismert trigonometrikus azonosságokat kapjuk

$$e(x) = R_0 + \\ + \sum_{k=1}^N I_k R_0 \sin(kx + \varphi_k) + \\ + \sum_{m=1}^{\infty} (R_{cm} \cos \varphi_m - R_{sm} \sin \varphi_m) \cos(mx + \varphi_m) + \\ + \sum_{m=1}^{\infty} (R_{cm} \sin \varphi_m + R_{sm} \cos \varphi_m) \sin(mx + \varphi_m) + \\ + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} \{ I_k R_{cl} \sin[(k-l)x + \varphi_k] + \\ + I_k R_{sl} \cos[(k-l)x + \varphi_k] \} + \\ + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} \{ I_k R_{cl} \sin[(k+l)x + \varphi_k] - \\ - I_k R_{sl} \cos[(k+l)x + \varphi_k] \}.$$

Az előbbi feszültség kifejezéséből kapjuk meg a feszültség  $m$ -ik komponensét

$$e_m(x) = \\ (I_m R_0 + R_{cm} \sin \varphi_m + R_{sm} \cos \varphi_m + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \sum_{\substack{l=1 \\ k-l=m}}^{\infty} I_k R_{cl} + \\ + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \sum_{\substack{l=1 \\ k+l=m}}^{\infty} I_k R_{cl}) \sin(mx + \varphi_m) + \\ + (R_{cm} \cos \varphi_m - R_{sm} \sin \varphi_m + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \sum_{\substack{l=1 \\ k-l=m}}^{\infty} I_k R_{sl} - \\ - \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \sum_{\substack{l=1 \\ k+l=m}}^{\infty} I_k R_{sl}) \cos(mx + \varphi_m).$$

A (33) összefüggésből könnyen beláthatjuk, hogy az  $m$ -ik feszültségkomponensnek két összetevője van. Az egyik komponens az árammal fázisban van, a másik  $90^\circ$ -kal siet az áramhoz képest. Ez a tény úgy értelmezhető, hogy a soros ellenállásnak a fenti feltételek mellett, az  $m$ -ik frekvencián komplex helyettesítő impedancia felel meg:

$$Z_{Rm} = R_{Rm} + jX_{Rm}$$

$$R_{Rm} = R_0 + \frac{R_{cm} \sin \varphi_m}{I_m} + \frac{R_{sm} \cos \varphi_m}{I_m} + \\ + \frac{1}{2I_m} \left( \sum_{k=1}^N \sum_{\substack{l=1 \\ k-l=m}}^{\infty} I_k R_{cl} + \sum_{k=1}^N \sum_{\substack{l=1 \\ k+l=m}}^{\infty} I_k R_{cl} \right) \\ X_{Rm} = \frac{R_{cm} \cos \varphi_m}{I_m} - \frac{R_{sm} \sin \varphi_m}{I_m} + \\ + \frac{1}{2I_m} \left( \sum_{k=1}^N \sum_{\substack{l=1 \\ k-l=m}}^{\infty} I_k R_{sl} - \sum_{k=1}^N \sum_{\substack{l=1 \\ k+l=m}}^{\infty} I_k R_{sl} \right). \quad (34)$$

### 5. A frekvenciasokszorozó tervezéséhez szükséges összefüggések

Az 1. ábrán levő varaktort helyettesítő hálózat figyelembevételéből világos, hogy a varaktort helyettesítő impedanciái a párhuzamosan kapcsolt feszültségtől függő kapacitás és töltésvezérelt kapcsoló helyettesítő impedanciáinak és a feszültségtől függő soros ellenállást helyettesítő impedanciáinak összegeivel egyenlők.

Tehát a varaktort helyettesítő impedanciája az alábbi

$$Z_{VK} = Z_{dk} + Z_{Rk}. \quad (35)$$

Felhasználva a (10) összefüggést, a passzív hálózat szükséges impedanciák ohmos összetevőit kapjuk meg.

$$R_{kt} = -Z_* \operatorname{Re}(Z_{dk} + Z_{Rk}); \quad k \neq 1 \quad (36)$$

Figyelembe véve a 6. ábrán levő frekvenciasokszorozó teljes helyettesítő hálózatát, beláthatjuk, hogy az alappfrekvenciájú illesztéshez szükséges az alábbi összefüggések betartása

$$R_g = Z_* \operatorname{Re}(Z_{d1} + Z_{R1}) \\ X_g = -Z_* \operatorname{Im}(Z_{d1} + Z_{R1}), \quad (37)$$

ahol  $R_g$  a meghajtó generátor kimenő impedanciának szükséges ohmos része,  $X_g$  a meghajtó generátor kimenő impedanciának szükséges reaktáns része.

Felhasználva (36), (27), (25) összefüggéseket és bevezetve az alábbi rövidítést

$$\alpha_k = -\frac{\operatorname{Re}(Z_{Rk})}{\operatorname{Re}(Z_{dk})} = \frac{1}{D_k} [R_0 I_k + R_{ck} \sin \varphi_k + \\ + R_{sk} \cos \varphi_k + \frac{1}{2} \left( \sum_{m=1}^N \sum_{\substack{l=1 \\ m-l=k}}^{\infty} I_m R_{cl} + \sum_{m=1}^N \sum_{\substack{l=1 \\ m+l=k}}^{\infty} I_m R_{cl} \right)] \quad (38)$$

a szükséges terhelő impedanciának ohmos részére az alábbi összefüggést kapjuk

$$\frac{R_{kt}}{R_{smin}} = \frac{\omega_c}{\omega} (1-\gamma)^{\xi\gamma} F_m^{-\frac{\gamma}{1-\gamma}} \frac{D_k}{I_k} (1-\alpha_k). \quad (39)$$

Felhasználva (37), (25), (27) és (38) összefüggéseket az illesztéshez szükséges meghajtó generátor kimenő impedanciájának ohmos részére az alábbi összefüggést kapjuk

$$\frac{R_g}{R_{smin}} = -\frac{\omega_c}{\omega} (1-\gamma)^{\xi\gamma} F_m^{-\frac{\gamma}{1-\gamma}} \frac{D_1}{I_1} (1-\alpha_1) \quad (40)$$

ahol  $R_{smin}$  a varaktor soros ellenállásának minimális értéke, és  $\omega_c$  az alábbi

$$\omega_c = \frac{1}{C_{min} R_{smin}} \quad (41)$$

A varaktor  $C_k$  effektív kapacitását a  $k$ -ik frekvencián (35) reláció figyelembevételével a következő összefüggésből kiszámíthatjuk:

$$-\frac{1}{k\omega C_k} = Z_* \operatorname{Im}(Z_{dk} + Z_{Rk}).$$

Bevezetve az alábbi rövidítést

$$\beta_k = -\frac{\operatorname{Im}(Z_{Rk})}{\operatorname{Im}(Z_{dk})} = \frac{1}{E_k} [R_{ck} \cos \varphi_k - R_{sk} \sin \varphi_k + \quad (42)$$

$$+ \frac{1}{2} \left( \sum_{m=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} I_m R_{sl} - \sum_{m=1}^N \sum_{l=k}^{\infty} I_m R_{sl} \right)]$$

és felhasználva (27) és (25) összefüggéseket kapjuk

$$\frac{C_k}{C_{min}} = \frac{I_k}{kE_k} (1-\gamma)^{-1} \xi^{-\gamma} F_m^{\frac{\gamma}{1-\gamma}} (1-\beta_k)^{-1}. \quad (43)$$

A frekvenciasokszorozó bemenő és kimenő teljesítményének, valamint hatásfokának számításához ki kell számítani azt a teljesítményt, melyet varaktor felvesz  $k$ -ik frekvencián. Legyen ez a teljesítmény  $P_{ak}$ , A  $P_{ak}$ -t az alábbi általános összefüggés alapján határozhatjuk meg:

$$P_{ak} = \frac{1}{2} I_k^2 I_k^2 Z_* \operatorname{Re}(T_{dk} + Z_{dk})$$

átalakítva kapjuk

$$P_{ak} = \frac{1}{2} I_k^2 I_k^2 Z_* \operatorname{Re}(Z_{dk})(1-\alpha_k).$$

Felhasználva (26), (27) és (25) összefüggéseket kapjuk

$$P_{ak} = -W_0 \frac{\omega}{\omega_c} \xi^{2-\gamma} (1-\gamma)^{-1} I_k D_k F_m^{\frac{2-\gamma}{1-\gamma}} (1-\alpha_k) \quad (44)$$

ahol

$$W_0 = \frac{1}{2} \frac{(V_B + \Phi)^2}{R_{smin}} \quad (45)$$

Ha a hasznos teljesítménynek azt a teljesítményt nevezzük, melyet a varaktor a  $P$ -passzív hálózatba lead (3. ábra), akkor a  $P_k$  hasznos teljesítmény  $k$ -ik frekvencián az alábbi összefüggésből kapható

$$P_k = -P_{ak}. \quad (46)$$

A  $P_g$  szükséges generátor-teljesítményt az alábbi összefüggés alapján határozhatjuk meg

$$P_g = P_{a1} \quad (47)$$

Az  $\eta_k$  a frekvenciasokszorozó hatásfokát  $k$ -ik frekvencián az alábbi alapvető összefüggés határozza meg

$$\eta_k = \frac{P_k}{P_g}$$

Felhasználva (44), (46) és (47) összefüggéseket kapjuk

$$\eta_k = -\frac{I_k D_k}{I_1 D_1} \frac{1-\alpha_k}{1-\alpha_1}. \quad (48)$$

A fent kiszámított varaktor üzemmód jellemezőit azzal a feltételezéssel vezettük le, hogy a varaktoron egy bizonyos lehetséges áram folyik és a záró feszültség nem haladja meg a maximálisan megengedett értéket:  $V_B$ -t. Azt, hogy a fenti üzemmód lehetséges, a lehetséges áram biztosítja. Az, hogy egy üzemmód lehetséges, egymagában nem biztosítja azt, hogy ez az üzemmód megvalósítható is legyen.

A megvalósíthatóságot az dönti el, hogy az adott lehetséges áram mellett, az adott varaktor soros ellenállásán disszipálódó teljesítmény kisebb vagy nagyobb, mint a varaktorra megengedett maximális  $W_d$  érték. Az adott lehetséges áram mellett, a varaktoron disszipálódó teljesítmény  $W_{dii}$ .

A  $W_{dii}$  disszipációt az alábbi egyszerű összefüggéssel meghatározhatjuk

$$W_{dii} = \frac{1}{2} Z_* I_k^2 [2R_0 + \sum_{k=1}^N I_k^2 R_{Rk}]. \quad (49)$$

Felhasználva (26) és (27) összefüggéseket kapjuk

$$W_{dii} = W_0 \frac{\omega}{\omega_c} \xi^{2-\gamma} (1-\gamma)^{-1} F_m^{\frac{2-\gamma}{1-\gamma}} [2R_0 + \sum_{k=1}^N I_k^2 R_{Rk}] \quad (50)$$

Mivel a megvalósítás feltétele  $W_{dii} \leq W_d$  kapjuk

$$\frac{W_d}{W_0} \geq \frac{\omega}{\omega_c} \xi^{2-\gamma} (1-\gamma)^{-1} F_m^{\frac{2-\gamma}{1-\gamma}} [2R_0 + \sum_{k=1}^N I_k^2 R_{Rk}] \quad (51)$$

## 6. A frekvenciakétszerezők tervezése

A frekvenciasokszorozó tevezésének menetét az alábbiakban foglalhatjuk össze:

1. Számítógép segítségével az ismert  $N$  (sokszorozási szám) esetén megoldva (2) egyenletrendszert különböző folyási szögekhez, kapjuk különböző lehetséges áramokat meghatározó amplitudókat és fázisszögeket. Ennél a számításnál a különböző típusú varaktorokat csak  $\omega\tau$  érték különbözteti meg.
2. Minden egyes lehetséges áram (6) összefüggésnek, valamint (11) összefüggésnek megfelelően határozza meg ehhez az áramhoz tartozó varaktor relatív feszültségét, melyet (23) összefüggés definiálja.
3. Ismerve az egyes lehetséges áramokhoz tartozó relatív feszültségeket (15), (16), (17), (18) összefüggésnek megfelelően meghatározhatjuk ezen feszültségek különböző frekvenciájú komponenseit, valamint  $F_m$  és  $D_k$ ,  $E_k$  értékeit.
4. Ismerve az adott varaktor soros ellenállásának függését az  $u$ -tól, melyet (12) összefüggésnek megfelelően meghatározhatjuk, minden egyes lehetséges áramhoz kiszámíthatjuk, felhasználva (29), (30), (38), (42) összefüggéseket,  $\alpha_k$  és  $\beta_k$  értékeit.
5. Ismerve az alkalmazott varaktor jellemzőit kiszámíthatjuk  $\omega_c$  és  $W_0$  értékeit.

6. Felhasználva (39), (40), (43), (44), (46), (47), (48), (52) összefüggéseket minden egyes lehetséges áram által meghatározott varaktor elektromos állapotához kiszámíthatjuk szükséges impedanciákat és ehhez tartozó teljesítményeket, hatásfokokat stb.
7. A megoldandó feladat szempontjából kiválasztjuk azt az elektromos állapotot, melyet kedvezőbbnek ítélünk.
8. A sokszorozó passzív áramkörét úgy építjük, hogy a kiválasztott elektromos állapotnak megfelelő értékű impedanciáit kapjuk a varaktor bemenő kapcsain.

A fent vázolt tervezés menetét értelemszerűen átalakítva felhasználhatjuk arra, hogy egy adott típusú varaktor lehetőségeit megvizsgáljuk az adott sokszorozás szempontjából. A továbbiakban illusztrációként közöljük a GIER számítógép segítségével kiszámított adatok alapján a töltéstárolás hatását a frekvenciakétszerező üzemmódban működő varaktor elektromos paramétereire.

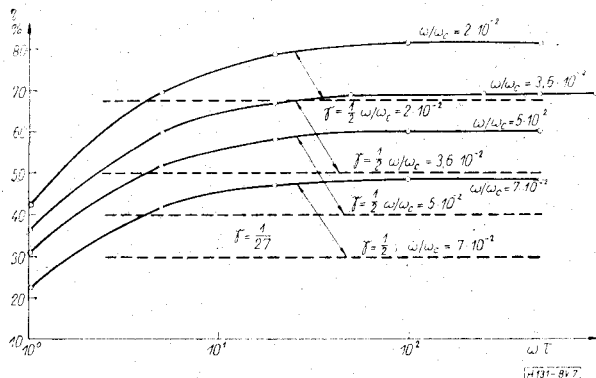
A 7. ábrán láthatjuk  $\omega\tau$  paraméter hatását a frekvenciakétszerező hatásfokára. A paraméterként  $\omega/\omega_c$  van megválasztva. A folytonos vonallal meg vannak jelölve a hatásfok  $-\omega\tau$  görbék, a szakadozott vonallal ugyanolyan  $\omega/\omega_c$ -hez tartozó hatásfok abban az esetben, amikor csak a kapacitásváltozást vesszük figyelembe, ha a nonlinearitási tényező  $1/2$ -vel egyenlő (hirtelen átmenetű veraktor).

A 7. ábrából láthatjuk, hogy egy tipikus step-recovery varaktor alkalmazása frekvenciakétszerező áramkörben csak akkor jár lényeges hatásfok növekedéssel, ha az  $\omega\tau$  jóval meghaladja a bemenő jel periódusának hosszát. Láthatjuk továbbá azt, hogy a túlságosan nagy értékének szintén nincs értelme, mert  $\omega\tau=20$  és  $\omega\tau=100$  között nincs számottevő hatásfok növekedés. Az  $\omega\tau=100$  felett a hatásfok gyakorlatilag független az  $\omega\tau$ -tól.

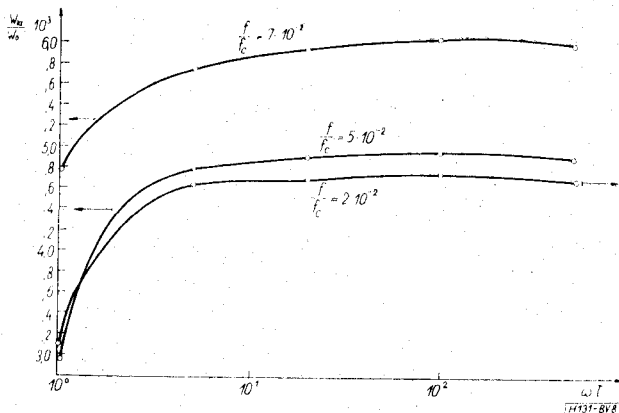
Alapjában véve ugyanaz vonatkozik a kimenő teljesítmény  $\omega\tau$ -tól való függésére is, amit a 8. ábrán levő grafikon mutatja.

A hatásfok függését az üzemmódra jellemző vezetési áram folyási szögétől láthatjuk a 9. ábrán. A görbék közül a gyakorlat szempontjából alábbi fontos következtetéseket vonhatjuk le:

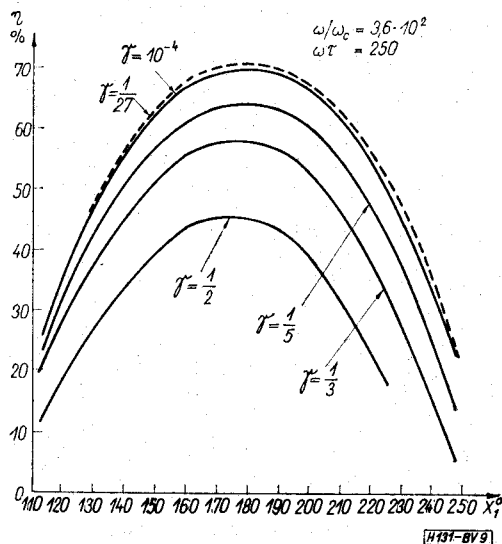
- a) a legjobb hatásfokot azok a step-recovery diódák biztosítják, melyek kapacitása gyakorlatilag független a záró feszültségtől,



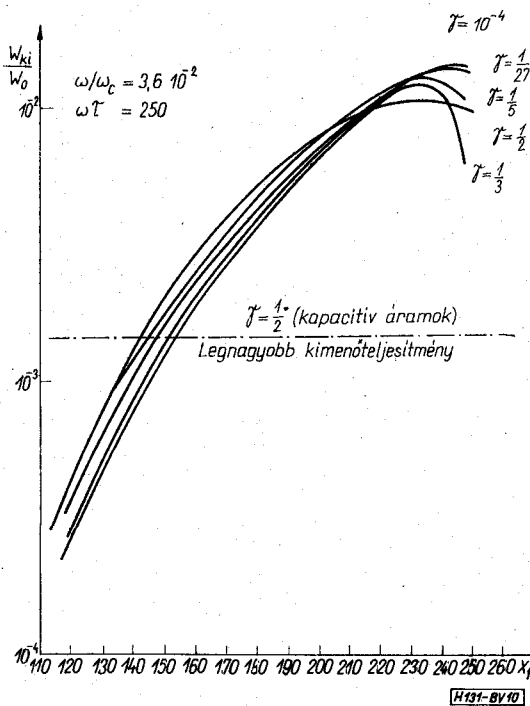
7. ábra. Hatásfok függése az  $\omega\tau$  paramétertől



8. ábra. Normalizált kimenő teljesítmény függése az  $\omega\tau$  paramétertől



9. ábra. A hatásfok a folyási szögtől való függése



10. ábra. A normalizált kimenő teljesítmény a folyási szögtől való függése



b) a legjobb hatásfokot biztosító üzemmód olyan, amelynél a vezetési áram folyási szöge  $170^\circ$  és  $190^\circ$  között van függetlenül a nonlinearitási tényező értékétől.

Mindkét megállapítás teljes mértékben egyezik a gyakorlatban tapasztaltakkal.

A 10. ábrán láthatjuk a normalizált kimenő teljesítmény függését az üzemmódot meghatározó vezetési áram folyási szögétől. Ezen az ábrán összefoglalt eredmények arra a kérdésre is adnak választ, hogy miért a gyakorlati áramkörökben nagyobb kimenő teljesítményt szoktunk kapni, mint a névleges vezérlést (tiszta kapacitív áramok) feltételező számításokból (10. ábra szakadozó vonal). Ha összehasonlítjuk a két kimenő szintet láthatjuk, hogy a legjobb hatásfokot biztosító üzemmódban (folyási szög kb.  $180^\circ$ ) teljesítmény szint kb. háromszor nagyobb, mint tiszta kapacitív áramok esetén, sőt a folyási szög kis mérvű növelésével, amikor is a hatásfok még nem csökken számottevően, ez a különbség már kb. ötszörös.

A 11. ábrán láthatjuk maximálisan elérhető hatásfokának függését a relatív frekvenciától különböző nonlinearitási tényezővel rendelkező step-recovery varaktorok esetén. Az összehasonlítás kedvéért az ábrán szakadozott vonallal fel van tüntetve a névleges kivezérléshez tartozó hatásfok görbe is  $\gamma=1/2$  esetén.

Az ábrából láthatjuk, hogy a feszültségtől függetlenül kapacitással bíró diódák előnyei növekednek a relatív frekvencia növekedésével, amiből azt a következtetést vonhatjuk le, hogy olyan varaktorok melyek határfrekvenciája nem magas, de töltéstárolással rendelkeznek jó hatásfokot biztosítanak.

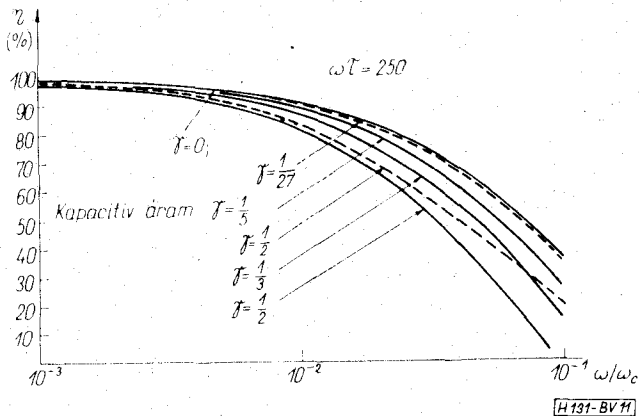
A fent bemutatott jellemzők olyan varaktoroknál vannak, melyek soros ellenállása feszültségtől független. A változó soros ellenállás esetén a fenti jellemzők módosulnak az ellenállás változás módjától.

Befejezésül példaként bemutatjuk az 1N5155 típusú varaktor elektromos jellemzőit frekvenciakétszerezés üzemmódban, amikor a bemenő frekvencia 2 GHz. A varaktor adatai a következők:  $V_B=45$  V,  $C_{\min}=1,7$  pF,  $\tau=20$  nS,  $\gamma=1/27$  és a soros ellenállás függése az  $u$ -tól a következő:

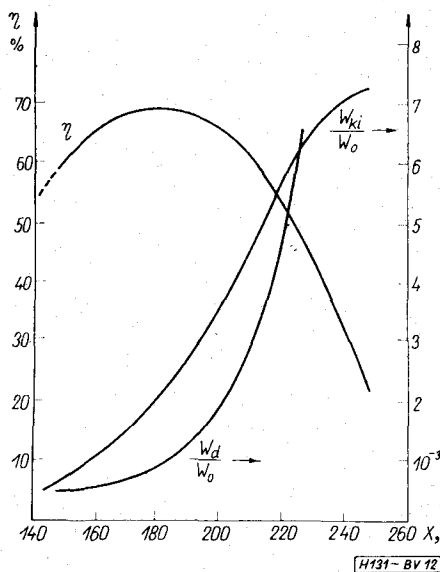
$$R_s/R_{s\min}=1,3954 \exp(-39,113u)+1,043$$

és

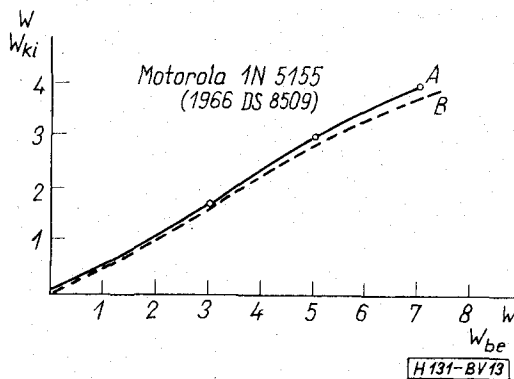
$$R_{s\min}=0,9 \Omega.$$



11. ábra. A maximális elérhető hatásfok függése a relatív frekvenciától



12. ábra. Az 1N 5155 típusú varaktor számított elektromos paraméterei



13. ábra. Az 1N 5155 típusú varaktor bemenő-kimenő teljesítménykarakterisztikája

A 12. ábrán láthatjuk az 1N5155 varaktor elektromos paramétereit a fenti üzemmódban, GIER számítógép által számított adatok alapján.

A 13. ábrán látható az 1N5155 varaktor felhasználásával működő frekvenciakétszerező bemenő-kimenő teljesítmény-karakterisztikája, melyet a gyártó Motorola cég közölt (folyamatos vonal) [8] és a 12. ábrán levő adatok segítségével kiszámított bemenő-kimenő teljesítmény-karakterisztika. Az utóbbi karakterisztika annak a feltételezésével adódik, hogy a kétszerező fokozat kimenő áramkörének csillapítása 0,5 dB és a bemenő áramkör csillapítása 0,3 dB. Ezek az értékek megfelelnek a saját gyakorlatunkban szokásos adatoknak.

#### I R O D A L O M

- [1] Stracca, G. B.: Harmonic Generation by means of Reactance Diodes. Alta Frequenza, Vol. XXXI, No. 5, Maggio 1962.
- [2] Burckhardt, C. B.: Analysis of Varactor Frequency Multipliers for Arbitrary Capacitance Variation and Drive Level. The Bell System Techn. Journal, April, 1965.
- [3] Scanlan, J. O., Laybourn P. J. R.: Analysis of Varactor Harmonic Generators with Arbitrary Drive Levels. Proc. IEE, vol. 114, No. 11, November 1967.

- [4] *Rafuse, R. P.*: Recent Developments in Parametric Multipliers. Proc. Nat. Electronics Conf., 1963, 19, p. 461.
- [5] *Roulston, D. J.*: Frequency Doublers using Charge-storage/Steprecovery Diodes.
- [6] *Krakauer, S. M.*: Harmonic Generation, Rectification and Lifetime Evaluation with the Step-recovery Diode. Proc. IEE., 1962, 50, pp. 1665—1676.
- [7] *Bíró V.*: New Equivalent Circuit of the p-n Junction in the Frequency-Multiplying Mode. Electronics Letters 30th October 1969, Vol. 5, No. 22, ERRATA, Electronics Letters 19th February 1970, Vol. 6, No 4.
- [8] „Motorola Microwave Designer's Data”, February 1966, DS8509.
-